

Universidade de Brasília - UnB
Faculdade UnB Gama - FGA
Engenharia Eletrônica

**Análise de diferentes tipos de ajuste de um
controlador PID aplicado a um motor CC sem
escovas**

Autor: Péricles Alves Nery Tavares
Orientador: Prof. Dr. Luís Filomeno de Jesus Fernandes

Brasília, DF
2019



Péricles Alves Nery Tavares

Análise de diferentes tipos de ajuste de um controlador PID aplicado a um motor CC sem escovas

Monografia submetida ao curso de graduação em (Engenharia Eletrônica) da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em (Engenharia Eletrônica).

Universidade de Brasília - UnB

Faculdade UnB Gama - FGA

Orientador: Prof. Dr. Luís Filomeno de Jesus Fernandes

Brasília, DF

2019

Péricles Alves Nery Tavares

Análise de diferentes tipos de ajuste de um controlador PID aplicado a um motor CC sem escovas/ Péricles Alves Nery Tavares. – Brasília, DF, 2019-
81 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Luís Filomeno de Jesus Fernandes

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília - UnB
Faculdade UnB Gama - FGA , 2019.

1. Sistemas de controle, Controlador PID, Estratégia automática. 2. Palavra-chave02. I. Prof. Dr. Luís Filomeno de Jesus Fernandes. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Análise de diferentes tipos de ajuste de um controlador PID aplicado a um motor CC sem escovas

CDU 02:141:005.6

Péricles Alves Nery Tavares

Análise de diferentes tipos de ajuste de um controlador PID aplicado a um motor CC sem escovas

Monografia submetida ao curso de graduação em (Engenharia Eletrônica) da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em (Engenharia Eletrônica).

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 11 de dezembro de 2019:

**Prof. Dr. Luís Filomeno de Jesus
Fernandes**
Orientador

Prof. Dr. José Felício da Silva
Convidado 1

Prof. Dr. Tiago Alves da Fonseca
Convidado 2

Brasília, DF
2019

Agradecimentos

Agradeço a minha família pelo suporte, companheirismo e apoio durante todos esses anos.

A todos os meus amigos e colegas que contribuíram com a minha jornada na universidade.

E ao meu orientador o prof. Dr. Luís Filomeno J. Fernandes pelo auxílio durante a elaboração do trabalho, pela paciência e tolerância e pelos ensinamentos transmitidos durante o desenvolvimento trabalho.

Resumo

Neste trabalho são avaliadas cinco metodologias de ajuste de um controlador *PID* implementado num sistema de controle de malha fechada onde a planta é a função de transferência de um motor CC sem escovas. Os resultados foram gerados através de códigos no MATLAB. Os métodos são avaliados através dos parâmetros de transitório (t_r - tempo de subida, t_s - tempo de acomodação, t_p - instante de pico e M_p - porcentagem de sobressinal) e listadas de acordo com o valor obtido através da função da integral do erro ao quadrado (*ISE*). A ordem obtida foi: Algoritmo genético, algoritmo colônia de formigas, tentativa e erro, Ziegler-Nichols e Cohen-Coon. Os três últimos métodos foram implementados primeiro e seus resultados serviram para delimitar o intervalo de otimização dos algoritmos genético e colônia de formigas. Essa estratégia permitiu um ajuste fino dos parâmetros do controlador pelos algoritmos. Os algoritmos genético e colônia de formigas resultaram em parâmetros semelhantes ocasionando em respostas semelhantes, onde o algoritmo genético se sobressaiu com a principal diferença sendo o tempo de acomodação.

Palavras-chaves: Motor CC sem escovas. Controlador PID. Algoritmo genético. Algoritmo colônia de formigas. Tentativa e erro. Ziegler-Nichols. Cohen-Coon.

Abstract

In this work, five adjustment methodologies are evaluated for a *PID* controller implemented in a closed loop control system where the plant is the transfer function of a brushless DC motor. The results were generated through MATLAB scripts. The methods are evaluated using the transient parameters (t_r - rise time, t_s - settling time, t_p - peak time and M_p - maximum overshoot) and classified according to the function of the squared error integral (*ISE*). The methods were classified in the following order: Genetic algorithm, ant colony algorithm, trial and error, Ziegler-Nichols and Cohen-Coon. The last three methods were implemented first and their results served to delimit the optimization interval of the genetic and ant colony algorithms. This strategy allowed a fine adjustment of the controller parameters by the algorithms. The genetic algorithms and ant colony resulted in similar parameters causing similar responses, where the genetic algorithm stood out with the main difference being the accommodation time.

Key-words: Brushless DC motor. PID controller. Genetic algorithm. Ant colony algorithm. Try and error. Ziegler-Nichols. Cohen-Coon.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Representação básica de um sistema de controle. Fonte: adaptado de Dukkupati (2014).	21
Figura 2 – Diagrama de blocos de um sistema representado por equações de estado. Fonte: Ogata (2001).	24
Figura 3 – Diagrama de blocos de um sistema de controle com realimentação negativa. Fonte: adaptado de Åström e Hägglund (1995).	25
Figura 4 – Influência da taxa de amortecimento na resposta ao degrau. Fonte: Ogata (2001).	29
Figura 5 – Parâmetros da resposta ao degrau de um sistema de segunda ordem subamortecido. Fonte: Ogata (2001).	30
Figura 6 – Exemplo de um estator de um motor CC sem escovas . Fonte: adaptado de Yedamale (2003).	34
Figura 7 – Diferentes estruturas de configuração de rotores. Fonte: adaptado de Yedamale (2003).	35
Figura 8 – Sessão transversal de um motor CC sem escovas. Fonte: adaptado de Yedamale (2003).	35
Figura 9 – Circuito de controle do motor CC sem escovas. Fonte: adaptado de Xia (2012).	36
Figura 10 – Sequência de comutação de 6 etapas. Fonte: adaptado de Yedamale (2003).	37
Figura 11 – Representação do motor CC sem escovas através de um circuito elétrico. Fonte: Xia (2012).	39
Figura 12 – Circuito elétrico do motor CC simplificado. Fonte: Xia (2012).	40
Figura 13 – Sistema de controle do motor CC sem escovas em malha fechada. Fonte: Xia (2012).	42
Figura 14 – Sinal do controlador liga/desliga. Fonte: Kiong et al. (1999).	45
Figura 15 – Sinal do controlador proporcional. Fonte: adaptado de Kiong et al. (1999).	46
Figura 16 – Exemplos do sinal de saída e do sinal de controle com o controlador proporcional. Fonte: Kiong et al. (1999).	47
Figura 17 – Exemplos do sinal de saída e do sinal de controle em um sistema de malha fechada com o ganho fixo e variando o tempo integral T_i . Fonte: Kiong et al. (1999).	48
Figura 18 – Características das respostas de um sistema sem e com efeito derivativo. Fonte: Kiong et al. (1999).	49
Figura 19 – Exemplo da ação derivativa como controle preditivo, onde a predição é obtida por extrapolação linear. Fonte: Åström e Hägglund (1995).	49

Figura 20 – Efeito da variação do tempo de derivada com o fator proporcional constante em um sistema de malha fechada com o controlador PD. Fonte: Åström e Hägglund (1995).	50
Figura 21 – Estrutura do controlador <i>PID</i> em paralelo. Fonte: Kiong et al. (1999).	51
Figura 22 – Implementação eletrônica do controlador <i>PID</i> paralelo usando amplificadores operacionais. Fonte: adaptado de Wilamowski e Irwin (2011).	52
Figura 23 – Estrutura do controlador PID em série. Fonte: Kiong et al. (1999).	53
Figura 24 – Circuito eletrônico do controlador PID em série. Fonte: adaptado de Wilamowski e Irwin (2011).	54
Figura 25 – Resposta ao degrau de um sistema de malha fechada com um tempo integral excessivo. Fonte: adaptado de Sung, Lee e Lee (2009).	56
Figura 26 – Resposta ao degrau de um sistema de malha fechada com a constante de tempo derivativo grande. Fonte: adaptado de Sung, Lee e Lee (2009).	56
Figura 27 – Método de resposta ao degrau de Ziegler-Nichols. Fonte: adaptado de Kiong et al. (1999).	57
Figura 28 – Fluxograma do algoritmo genético. Fonte: adaptado de Pereira e Pinto (2005).	60
Figura 29 – Representação gráfica do algoritmo colônia de formigas no processo de otimização dos parâmetros de um controlador <i>PID</i> . Fonte: adaptado de Ünal et al. (2013).	63
Figura 30 – Fluxograma do algoritmo de otimização colônia de formigas. Fonte: adaptado de Ünal et al. (2013).	64
Figura 31 – Diagrama de blocos do sistema de controle, do controlador e da planta.	67
Figura 32 – Respostas ao degrau da variação de um a dez do ganho K_P do controlador proporcional.	68
Figura 33 – Respostas ao degrau da variação de um a cinco do parâmetro K_I do controlador PI com o ganho $K_P = 10$	68
Figura 34 – Respostas ao degrau para a variação de um a cinco do parâmetro K_D do controlador <i>PID</i> com $K_P = 10$ e $K_I = 1$	69
Figura 35 – Respostas ao degrau da planta em malha aberta.	70
Figura 36 – Respostas ao degrau do sistema de controle com o controlador <i>PID</i> ajustado pelo método de ajuste de Ziegler-Nichols.	70
Figura 37 – Respostas ao degrau do sistema de controle com o método de ajuste de Cohen-Coon.	71
Figura 38 – Respostas do algoritmo genético para diferentes funções de custo.	73
Figura 39 – Evolução do valor de aptidão do algoritmo genético com a função ITSE.	74
Figura 40 – Diagrama de blocos do sistema planta e controlador no simulink.	74
Figura 41 – Respostas ao degrau do algoritmo colônia de formigas para diferentes funções de custo.	75

Figura 42 – Evolução do valor de custo do algoritmo colônia de formigas com a função ITSE.	76
Figura 43 – Respostas dos métodos de ajuste.	76

Lista de tabelas

Tabela 1 – Tabela com a sequência de ativação dos transistores.	38
Tabela 2 – Parâmetros do controlador <i>PID</i> de acordo com o método de Ziegler-Nichols. Fonte: adaptado de Kiong et al. (1999).	58
Tabela 3 – Parâmetros do controlador <i>PID</i> de acordo com o método de Cohen-Coon. Fonte: adaptado de Kiong et al. (1999).	59
Tabela 4 – Valores dos parâmetros da função de transferência do motor CC sem escovas. Fonte: adaptado de (TSAI et al., 2011)	66
Tabela 5 – Valores dos parâmetro do controlador e da resposta ao degrau obtidos através do método de tentativa e erro.	69
Tabela 6 – Valores dos parâmetros do controlador PID e da resposta ao degrau do sistema obtidos através do método de Ziegler-Nichols.	71
Tabela 7 – Valores dos parâmetros do controlador PID e da resposta ao degrau obtidos através do método de Cohen-Coon.	72
Tabela 8 – Valores dos parâmetros do controlador PID e da resposta ao degrau obtidos através do método de algoritmos genético.	73
Tabela 9 – Valores dos parâmetros do controlador <i>PID</i> e da resposta ao degrau obtidos através do método de colônia de formigas.	75
Tabela 10 – Valores dos parâmetros do controlador PID dos métodos de ajuste. . .	77

Lista de abreviaturas e siglas

PID	Proporcional integrativo derivativo.
CC	Corrente contínua (direct current).
SISO	Uma entrada uma saída (single input single output).
SIMO	Uma entrada múltipla saída (single input multiple output).
MISO	Múltipla entrada uma saída (multiple input single output).
MIMO	Múltipla entrada múltipla saída (multiple input multiple output).
BLDC	Motor de corrente contínua sem escovas (brushless direct current).
PWM	Modulação por largura de pulso (pulse width modulation).
P	Controlador proporcional.
PI	Controlador proporcional integrativo.
PD	Controlador proporcional derivativo.
PID	Controlador proporcional integrativo derivativo.
IAE	Integral do erro absoluto (integral absolute error).
ISE	Integral do erro ao quadrado (integral square error).
ITSE	Integral do tempo vezes o erro ao quadrado (integral time square error).
RMS	Valor eficaz (root mean square).
GA	Algoritmo genético (genetic algorithm).
ACO	Algoritmo colônia de formigas (ant colony algorithm).
TE	Tentativa e erro.
ZN	Ziegler-Nichols.
CC	Cohen-Coon.
Back-EMF	Força eletromotriz inversa.
Amp-Op	Amplificador operacional.

Lista de símbolos

$C(s)$	Função de acionamento no domínio de Laplace.
$R(s)$	Função de resposta no domínio de Laplace.
$G(s)$	Função de transferência no domínio de Laplace.
Y_{sp}	Sinal de referência ou entrada.
e	Sinal de erro de atuação.
u	Sinal de controle.
y	Sinal de resposta ou saída.
ω_n	Frequência natural de oscilação.
ξ	Taxa de amortecimento.
$c(t)$	Resposta do sistema no domínio do tempo.
t	Variável de tempo com unidade em segundos.
t_d	Tempo de atraso. É o tempo que a resposta do sistema a excitação degrau leva para atingir 50% do valor final (delay time).
t_r	Tempo de subida. É o tempo que a resposta do sistema a excitação degrau leva para variar de 10% a 90% do valor final (rise time).
t_p	Tempo de pico. É o instante de tempo em que a resposta do sistema a excitação degrau atinge o maior valor de sobressinal (peak time).
M_p	Porcentagem de sobressinal. É a porcentagem entre a diferença do valor de pico e o valor final da resposta de excitação degrau (maximum overshoot percentage).
t_s	Tempo de acomodação. É o tempo em que a resposta do sistema a excitação degrau alcança o intervalo entorno do valor final (settling time).
Nd	Elemento químico Neodímio.
Sd	Elemento químico Samário.

U_d	Valor da fonte de tensão do circuito de ativação e controle do motor CC sem escovas.
C_d	Capacitor de acoplamento do circuito de ativação e controle do motor CC sem escovas.
E	Densidade de campo elétrico da força eletromotriz inversa.
N	Numero de espiras dos enrolamentos do motor CC sem escovas.
l	Comprimento do rotor do motor CC sem escovas.
r	Raio interno do rotor CC sem escovas.
B	Densidade de campo magnético dos imãs do motor CC sem escovas.
ω	Velocidade angular do rotor do motor CC sem escovas.
u_A	Tensão entre a fase A de um motor CC sem escovas.
u_B	Tensão entre a fase B de um motor CC sem escovas.
u_C	Tensão entre a fase C de um motor CC sem escovas.
L	Indutância de fase de um motor CC sem escovas.
M	Indutância mútua da fase de um motor CC sem escovas.
R	Resistência de fase de um motor CC sem escovas.
e_A	Valor de tensão causada pela força eletromotriz inversa na fase A de um motor CC sem escovas.
e_B	Valor de tensão causada pela força eletromotriz inversa na fase B de um motor CC sem escovas.
e_C	Valor de tensão causada pela força eletromotriz inversa na fase C de um motor CC sem escovas.
i_A	Corrente da fase A de um motor CC sem escovas.
i_B	Corrente da fase B de um motor CC sem escovas.
i_C	Corrente da fase C de um motor CC sem escovas.
u_{AB}	Tensão entre as fases A e B de um motor CC sem escovas.
i	Corrente entre as fases de um motor CC sem escovas.
L_a	Indutância equivalente entre as fases de um motor CC sem escovas.

r_a	Resistência equivalente entre as fases de um motor CC sem escovas.
k_e	Coeficiente da força eletromotriz inversa entre as fases de um motor CC sem escovas.
Ω	Velocidade angular do motor.
K_T	Constante de torque.
T_L	Torque de carga.
J	Momento de inércia do rotor.
B_v	Coeficiente de atrito viscoso entre o rotor e o estator.
$G_u(s)$	Função de transferência do motor em função da tensão do circuito de acionamento/controlado e da velocidade angular do rotor.
$\Omega(s)$	Velocidade angular do rotor no domínio de Laplace.
$U_d(s)$	Tensão entre as fases de um motor no domínio de Laplace.
$I(s)$	Corrente entre as fases de um motor no domínio de Laplace.
T_e	Torque magnético do motor no domínio de Laplace.
E_a	Tensão devida a força eletromotriz inversa.
U	Sinal de controle.
e	Valor do erro entre a entrada e a saída do sistema no estado estacionário.
U_0	Variável de controle.
$u(t)$	Valor final da variável de controle.
u_0	Valor inicial da variável de controle.
K_c	Ganho do controlador.
T_i	Constante de tempo do integrador.
T_d	Constante de tempo do derivador.
K_{cp}	Ganho do controlador da estrutura em paralelo.
T_{ip}	Constante de tempo do integrador do controlador com a estrutura em paralelo.

T_{dp}	Constante de tempo do integrador do controlador com a estrutura em paralelo.
K_P	Ganho do controlador PID.
K_I	Constante do integrador do controlador PID.
K_D	Constante do derivador do controlador PID.
$G_p(s)$	Função de transferência do controlador PID em paralelo no domínio de Laplace.
R_{P1}	Resistor de ganho do circuito do controlador PID em paralelo.
R_{P2}	Resistor de ganho do circuito do controlador PID em paralelo.
C_D	Capacitor do derivador do circuito do controlador PID em paralelo.
R_D	Resistor do derivador do circuito do controlador PID em paralelo.
C_I	Capacitor do integrador do circuito do controlador PID em paralelo.
R_I	Resistor do integrador do circuito do controlador PID em paralelo.
$G_s(s)$	Função de transferência do controlador PID em série no domínio de Laplace.
K_{cs}	Ganho do controlador da estrutura em série.
T_{is}	Constante de tempo do integrador do controlador com a estrutura em série.
T_{ds}	Constante de tempo do integrador do controlador com a estrutura em série.
L	Constante de tempo morto.
T	Constante de tempo.
Θ	Tempo morto normalizado.
K_p	Ganho normalizado.
$G_m(s)$	Função de transferência do motor CC sem escovas.

Sumário

1	INTRODUÇÃO GERAL	18
1.1	Introdução	18
1.2	Objetivo geral	18
1.3	Objetivo Específico	19
1.4	Estrutura do trabalho	19
2	CONTROLE DE SISTEMAS	21
2.1	Introdução	21
2.2	Identificação de processo	22
2.3	Desempenho do sistema	26
2.3.1	Sistemas de segunda ordem	27
2.3.2	Parâmetros da resposta transitória	29
2.4	Conclusão	31
3	MOTOR CC SEM ESCOVAS	32
3.1	Introdução	32
3.2	Estrutura e funcionamento	33
3.2.1	Função de transferência.	39
3.3	Conclusão	42
4	CONTROLADORES PID	44
4.1	Introdução	44
4.2	Funcionamento e estrutura	44
4.2.1	Ação proporcional - P	45
4.2.2	Ação proporcional integral - PI	47
4.2.3	Ação proporcional derivativa - PD	48
4.2.4	Ação proporcional integrativa derivativa - PID	50
4.2.4.1	PID em paralelo	51
4.2.4.2	PID em série	53
4.2.4.3	Conversão de estruturas PID	54
4.3	Técnicas de Ajuste	55
4.3.1	Técnica de ajuste por tentativa e erro	55
4.3.2	Técnica de ajuste de Ziegler-Nichols	57
4.3.3	Técnica de ajuste de Cohen-Coon	59
4.3.4	Técnica de ajuste com algoritmo genético	60
4.3.5	Técnica de ajuste com algoritmo colônia de formigas	62

4.4	Conclusão	65
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	66
5.1	Introdução	66
5.2	Método de tentativa e erro	67
5.3	Método de Ziegler-Nichols	69
5.4	Método de Cohen-Coon	71
5.5	Método do algoritmo genético	72
5.6	Método do algoritmo colônia de formigas	74
5.7	Comparação entre os métodos de ajuste	76
5.8	Conclusão	78
6	CONCLUSÃO	79
	REFERÊNCIAS	80

1 Introdução geral

1.1 Introdução

A crescente demanda do suprimento das necessidades dos homens material e cultural envolve diferentes áreas da sociedade. Visando o conforto e bem-estar dos homens, estes precisam viajar, alimentar, descansar, etc. Para tal exigem motores (máquinas) para a produção em série de alimentos, bebidas, bem como os transportes destes. Igualmente para o lazer fazem uso de transportes aéreos, marítimos ou terrestres que exigem o uso de máquinas.

As máquinas (motores) convertem energia mecânica-elétrica (ou vise-versa) para determinados fins.

Para um uso ótimo das máquinas existem os sistemas de controle, que mediante circuitos eletrônicos, usam as leis e teoria de controle visando o melhor funcionamento das máquinas. O controle de processos consiste na manutenção de variáveis de processo para que as mesmas fiquem dentro de faixas operacionais desejadas. São exemplos: A temperatura em um forno, a pressão e o fluxo em um sistema pneumático, a posição, a velocidade e a aceleração em um sistema de localização etc.

O controle de processos através da retroalimentação negativa é a forma mais comum de controle automático. O controlador automático mais comum é o PID devido a sua simplicidade, robustez e aplicabilidade. É estimado que mais de 90% dos controladores comerciais são do tipo PID ([TORRES et al., 2017](#)). Dentre várias de suas aplicações, uma das principais, é no controle de velocidade e de posição de atuadores mecânicos como servos e motores. Devido a alta demanda que o controlador PID possui vários métodos de sintonização são utilizados. Assim o presente trabalho abrange a análise de um sistema máquina-controlador. Nesse trabalho faz-se a análise de desempenho de cinco metodologias de controle em máquinas elétricas do tipo corrente contínua.

1.2 Objetivo geral

Anteriormente foi referido que o objetivo final dessa monografia é análise de desempenho, de cinco estratégias de controle, mais utilizadas na indústria para o controle de motores de corrente contínua e alternada.

Busca-se através desse trabalho explicar as modelagens de uma máquina e todas as estratégias de controle até o controlador proporcional-integral-derivativo (PID) o mais utilizado no mundo industrial ([OGATA, 2001](#)).

1.3 Objetivo Específico

Para alcançar o objetivo geral deste trabalho os seguintes objetivos específicos devem ser atingidos:

- Definir sistemas de controle, as funções no tempo e os parâmetros de avaliação de um sistema de controle.
- Apresentar as principais características de um motor CC sem escovas e o formato de sua função de transferência de acordo com os parâmetros do motor.
- Definir o controlador PID e as principais características envolvendo seu funcionamento, sua estrutura, e descrever os cinco métodos utilizados para realizar o ajuste: Tentativa e erro, Ziegler-Nichols, Cohen-Coon, algoritmos genético e colônia de formigas.
- Apresentar os resultados obtidos, comparar o desempenho dos métodos através dos parâmetros de transitório: tempo de subida, tempo de acomodação, instante de pico e porcentagem de sobressinal. E, além disso, ordenar os métodos de acordo com o seu desempenho geral inferido pelo valor da função da integral do erro ao quadrado.

1.4 Estrutura do trabalho

O presente trabalho divide-se em 6 partes.

- O presente Capítulo apresentam-se os objetivos gerais, específicos e a estrutura da monografia.
- No Capítulo 2 de Controle de sistemas são apresentados os sistemas de controle e suas representações, seu uso na identificação de processo e a resposta transitória para sistemas de 2ª ordem.
- O Capítulo 3, Motor CC sem escovas, apresentam-se a estrutura, princípio de funcionamento e a função de transferência de um motor de corrente-contínua sem escovas.
- O Capítulo 4, Controladores *PID*, apresentam-se a estrutura série/paralelo de um controlador *PID*, assim como as cinco estratégias de ajuste destes.
- No Capítulo 5 de Resultados e discussões, apresentam-se a análise no domínio do tempo das cinco estratégias de controle é apresentada em relação aos parâmetros tempos de subida, de acomodação, o sobressinal, assim como a função da integral do erro ao quadrado.

-
- Por fim, no Capítulo 6 apresenta-se uma breve conclusão resumindo os resultados e a ordem obtidas dos métodos utilizados.

2 Controle de sistemas

Este capítulo trata a respeito das partes de sistemas de controle e processos que são mais pertinentes ao trabalho. É feita uma introdução sobre controle, a identificação de processo de diferentes tipos de sistemas, realimentados ou não, e a representação planta-controle de um processo dinâmico através de relações matemáticas. As representações de equações de estado e de funções de transferência de 2ª na forma de polos e zeros, a resposta temporal também são apresentadas. Vale ressaltar que o conteúdo a seguir exige um conhecimento prévio em equações diferenciais e na teoria de Laplace, tal conteúdo pode ser encontrado nas referências ([NISE, 2011](#)), ([OGATA, 2001](#)), ([CHAU, 2002](#)) e ([SUNG; LEE; LEE, 2009](#)).

2.1 Introdução

O controle de processos faz parte do cotidiano da sociedade moderna. Desempenha um papel crucial em todos os tipos de processos industriais. Vários exemplos de sistemas de controle podem ser encontrados tais como: o sistema de descarga de um vaso sanitário que regula o fluxo e o volume de água despejado, ou a panela de pressão que possui uma válvula para manter a pressão interna em um intervalo seguro. E até em máquinas mais complicadas como o sistema que controla a emissão de radiação eletromagnética de um micro-ondas para aquecer os alimentos.

A Figura 1 apresenta um diagrama de blocos que mostra a estrutura de um sistema de controle simples com apenas uma entrada e uma saída, descrito única entrada e única saída (Single Input Single Output). Do ponto de vista da representação de sistemas de controle os mesmos podem ser: SIMO (Single Input Single Output), MISO (Multiple Input Single Output) e MIMO (Multiple Input Multiple Output). Apenas será abordado nesse trabalho a representação SISO.

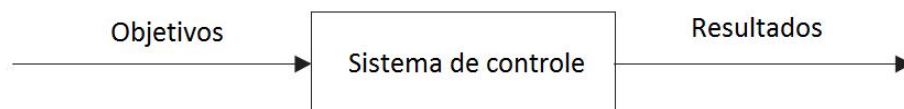


Figura 1 – Representação básica de um sistema de controle. Fonte: adaptado de [Dukkipati \(2014\)](#).

Na Figura 1 ilustra-se o diagrama de bloco de um sistema de controle com o sinal de entrada e o sinal de saída, em que objetivos representa o sinal de entrada pois possui

o conjunto de dados necessários para que o sinal na saída seja o resultado esperado de acordo com o projeto.

De acordo com [Ogata \(2001\)](#) o controle de processos consiste de um conjunto de sistemas de controle ou subsistemas interconectados com o objetivo de manipular as variáveis de entrada do processo para obter um conjunto desejado de valores nas variáveis de saída. Podendo serem agrupadas em SISO, SIMO, MISO e MIMO.

Para desenvolver um sistema de controle é necessário criar um modelo matemático do processo, chamado de planta. Este modelamento é feito através de equações diferenciais e ou algébricas lineares ou não-lineares. Portanto entender a dinâmica do processo de modelos e simulações é vital para o desenvolvimento de um projeto de controle eficaz.

2.2 Identificação de processo

A representação de processo com fins de controle podem ser abordadas de duas maneiras. A primeira refere-se a um conhecimento prévio do sistema, podendo para tal receber uma abordagem matemática chamada abordagem determinística.

Os primeiros passos no projeto de um sistema de controle são determinar as variáveis envolvidas no processo e o seu comportamento dinâmico. Para tal cria-se um modelo matemático do processo (mais conhecido como planta) que determina o funcionamento dinâmico/físico do processo. Sendo que o modelo criado não é único para o processo, ou seja, depende da abordagem do engenheiro projetista.

Segundo [Ogata \(2001\)](#) a ferramenta matemática mais usada para determinar a dinâmica de um processo são as equações diferenciais. Pois com elas é possível descrever sistemas mecânicos, térmicos, elétricos, econômicos, dentre vários outros. Isso porque as equações diferenciais são obtidas utilizando leis físicas que governam as variáveis envolvidas no processo.

A segunda abordagem dita não determinística é quando não se tem um modelo matemático do sistema físico. Quando o processo é complexo e seu funcionamento não é totalmente conhecido, então são realizados testes para determinar seu modelo. Nos testes uma perturbação é injetada no sistema e é medida a variação na saída. As perturbações utilizadas na entrada do sistema são degrau, rampa, parábola e com isso é possível observar o comportamento dinâmico do sistema. E através das amostras do sinal de entrada e do sinal de saída é possível determinar um modelo para o sistema utilizando técnicas de regressão.

Os modelos matemáticos podem assumir diversas formas dependendo da técnica e da perspectiva de quem os desenvolve, das quais, as duas mais comuns são: Equações de espaço-estado e funções de transferência ([NISE, 2011](#)).

As equações de estado são uma forma matricial de representar as equações diferenciais que descrevem a dinâmica do sistema. Encorporea o uso da teoria de álgebra linear que por sua vez permite resolver sistemas mais complexos com múltiplas entradas e saídas (CHAU, 2002). Os sistema de equações de estado são descritos na forma matricial padrão, a Equação 2.1 representa a equação de estado.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (2.1)$$

A Equação 2.2 representa a saída do sistema.

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (2.2)$$

Onde:

- $\dot{x}(t)$ - vetor das equações de estado que é derivada das variáveis de estado;
- A - a matriz que determina o modelo do processo (planta);
- $x(t)$ - o vetor das variáveis de estado;
- B - a matriz de entrada;
- $u(t)$ - o vetor das variáveis entrada;
- $y(t)$ - vetor das variáveis de saída do sistema;
- C - a matriz de saída;
- D - a matriz de transmissão direta.

O estado de um sistema dinâmico é descrito como o menor conjunto de variáveis (o vetor de variáveis de estado $x(t)$) que, em um determinado instante de tempo (geralmente $t = t_0$), juntamente com o conhecimento das variáveis de entrada u para $t \geq t_0$, determina o funcionamento do sistema para qualquer $t \geq t_0$, ou seja, descreve um sistema de $\dot{x}(t)$. A matriz A é o conjunto de parâmetros das equações de estado que determina o modelo do processo. A matriz B é a matriz com os coeficientes das equações de entrada, C é a matriz que armazena os coeficientes das equações de saída e a matriz D é a matriz de transmissão direta (CHAU, 2002). A Figura 2 mostra o diagrama de blocos da representação de um sistema de controle por equações de estado

As funções de transferência são uma representação em que o objetivo é determinar a relação que a entrada do sistema tem com a saída. De acordo com (CHAU, 2002), a função de transferência é definida como: a razão da transformada de Laplace da saída (conhecida como função de resposta) com a transformada de Laplace da entrada chamada

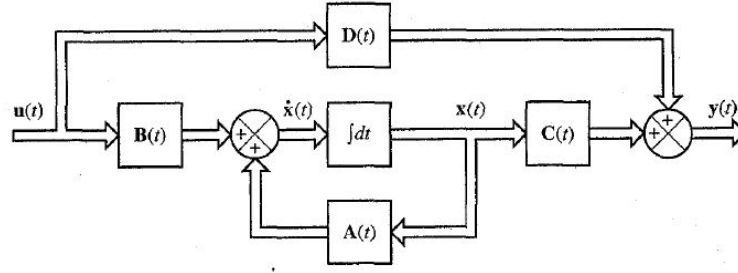


Figura 2 – Diagrama de blocos de um sistema representado por equações de estado. Fonte: Ogata (2001).

de função de acionamento. Isso só é válido supondo-se que todas as condições iniciais são iguais a zero (NISE, 2011). A transformada de Laplace muda o sistema do domínio do tempo para o domínio da frequência, a Equação 2.3 exemplifica uma função de transferência genérica de ordem N .

$$\frac{C(s)}{R(s)} = G(s) = \frac{(b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0)}{(a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0)} \quad (2.3)$$

Onde:

- $C(s)$ - função de acionamento;
- $R(s)$ - função de resposta;
- $G(s)$ - função de transferência.

Observa-se através da Equação (2.3) que a função de transferência se trata de uma divisão de polinômios. E as raízes dos polinômios fornecem informações de estabilidade de desempenho do sistema. Para a função que está no numerador as raízes são chamadas de zeros. Os zeros são valores que podem levar a função de transferência a zero. Já para a função que está no denominador as raízes são chamadas de polos. Os polos são valores que podem levar a função de transferência tender a infinito.

Em comparação com a função de transferência a representação por equações espaço-estado é a mais moderna na teoria de controle, (OGATA, 2001) e (CHAU, 2002). Essa representação permite descrever o comportamento dinâmico das variáveis envolvidas no sistema aumentando muito a precisão do modelo e, conseqüentemente, do sistema de controle a ser desenvolvido. Tal representação também permite descrever com mais facilidade sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas, comumente conhecidos pela sigla em inglês MIMO (Multiple Input Multiple Output). Porém, em relação às funções de transferência, a obtenção da representação de um sistema por equações de estado é mais complexa. É mais vantajoso representar um sistema por funções de transferência se o mesmo tiver apenas uma entrada e uma saída e for linear e invariante no tempo, levando

em conta que muitos sistemas podem ser linearizados para um determinado intervalo de operação. Neste trabalho o sistema de controle apresentado é desenvolvido com base numa planta representada por uma função de transferência devido a simplicidade do processo.

Em termos de representação de uma planta-controle independente da abordagem matemática os sistemas podem ser em malha aberta e malha fechada. Na atualidade sistemas em malha estão em desuso, pois, não oferecem estabilidade ao sistema em meio a perturbações externas. Para sistemas de controle em malha fechada existe um sinal de erro devido ao controlador, como mostra-se na Figura 3.

O sinal de erro de atuação é a diferença entre o sinal de entrada e o sinal de realimentação que pode ser alguma função matemática do sinal de saída do processo segundo (OGATA, 2001). Geralmente esse sinal de realimentação é simplesmente a saída do processo com um sinal negativo, o que caracteriza os sistemas de controle com realimentação negativa.

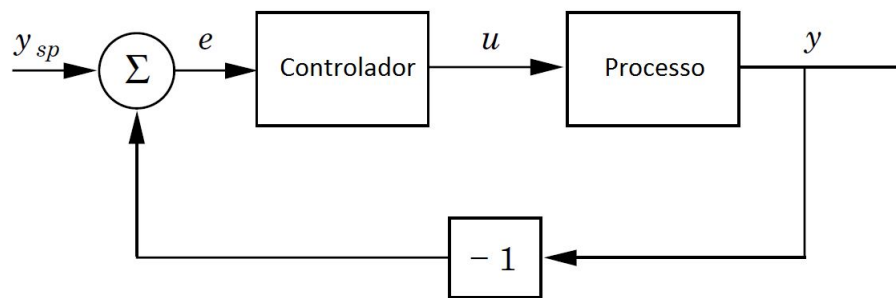


Figura 3 – Diagrama de blocos de um sistema de controle com realimentação negativa.
Fonte: adaptado de Åström e Hägglund (1995).

A Figura 3 mostra diagrama de blocos envolvendo um sistema de controle com realimentação negativa. São quatro sinais descritos no fluxo do diagrama:

- Y_{sp} - sinal de referência de entrada;
- e - sinal erro que é a diferença entre os sinais de resposta y e o sinal de entrada;
- u - sinal de controle;
- y - sinal resposta do sistema.

A principal vantagem do sistema realimentado sobre o sistema de malha aberta é que o mesmo tem a capacidade de compensar perturbações externas e algumas perturbações internas gerando um controle mais eficiente e estável. Porém o sistema de malha fechada é mais dispendioso e mais complexo (OGATA, 2001).

Depois de identificar o modelo do processo, que no caso deste trabalho será a configuração com realimentação negativa, o próximo passo é realizar alguns testes com a planta. Os testes são feitos para determinar alguns parâmetros que mostram o desempenho do sistema e, além de, determinar o desempenho, os testes também auxiliam na configuração do controlador.

2.3 Desempenho do sistema

Após a criação do modelo é necessário analisar o desempenho do sistema mediante a excitação deste. Os sinais de teste ou excitação comumente usados são: funções impulso, funções degrau, funções de aceleração e funções senoidais ([OGATA, 2001](#)).

A escolha de qual sinal será usado para testar o sistema depende do tipo situação mais frequente que o sistema irá encontrar durante sua operação. Sabendo que tipo de função de entrada o sistema encontrará com mais frequência, se torna até mais conveniente projetar o sistema com base no sinal de teste. Com isso, o sistema tem mais chances de ter um desempenho satisfatório em situações reais.

Os sinais de teste mais comuns são: degrau, impulso, rampa, parábola e senoidal. Para sistemas que sofrem mudanças de níveis abruptas no sinal de entrada são indicadas, como funções de teste, funções do tipo degrau. No caso de sistemas que respondem a perturbações em que o sinal de entrada se assemelha a um impacto ou um impulso (sinal de curta duração e de grande magnitude) são utilizadas funções do tipo impulso. Já para sistemas em que a perturbação de entrada é um sinal gradual no tempo as funções de teste mais indicadas são do tipo rampa. Outro caso seria em que a perturbação de entrada do sistema se assemelha a uma função quadrática como a aceleração de um objeto, nesse caso usam-se funções do tipo parábola. E para sistemas em que a perturbação de entrada são cíclicas funções do tipo senoidal são mais indicadas.

Uma forma de avaliar o desempenho do sistema é simulando situações reais, os testes são utilizados para determinar a estabilidade do sistema e o seu erro estacionário. Na verdade, a estabilidade do sistema é avaliada primeiro antes de se determinar qualquer parâmetro de desempenho. Em termos de estabilidade esse pode ser de natureza estável, criticamente estável ou instável ([NISE, 2011](#)).

Um sistema é dado como estável se, na ausência de qualquer perturbação na entrada, a saída do sistema não apresenta nenhuma mudança de estado. Para um sistema de controle linear e invariante no tempo ser dito como estável sua saída deve atingir um estado de equilíbrio após uma perturbação na entrada. Para o sistema ser criticamente estável a saída deve apresentar oscilações não amortecidas. Já para um sistema ser instável a saída do sistema deve tender ao infinito, sem nunca atingir um estado de equilíbrio, ([OGATA, 2001](#)).

Além da estabilidade absoluta, a estabilidade relativa e o erro estacionário são informações importantes que são obtidas durante os testes de desempenho do sistema, bem como as respostas transitória e o estado estacionário. Isso porque sistemas reais envolvem armazenamento de energia, portanto, a saída não segue de imediato a perturbação de entrada. A estabilidade relativa é a análise da estabilidade do sistema durante o período transitório. Ou seja, um sistema é mais estável que o outro se o mesmo permanece menos tempo em transição até atingir seu estado final.

Para avaliar a função de transferência é necessário discutir a respeito de sua estrutura com relação à sua ordem, sendo ela de primeira ordem, segunda ordem, terceira ordem e ordens maiores. Pois, através dessa análise é possível determinar os parâmetros da função que determinam sua estabilidade e seu desempenho. Sendo assim, o próximo tópico explica a estrutura padrão e os componentes de uma função de transferência de segunda ordem.

2.3.1 Sistemas de segunda ordem

Como foi mencionado anteriormente no tópico de identificação do processo, uma função de transferência é um método de modelamento que determina a relação entre entrada do sistema e sua saída, a estrutura de uma função de transferência genérica consiste de uma divisão de polinômios.

Cada polinômio possui suas raízes, sendo as raízes do numerador os zeros e as do denominador os polos. Os valores dos polos e dos zeros é que determinam as características de estabilidade e desempenho de uma função de transferência (NISE, 2011). A função de transferência de segunda ordem padrão é definida sem nenhum zero e com dois polos (DUKKIPATI, 2014). Na Equação 2.4 mostra-se o formato de uma função de transferência de segunda ordem padronizada.

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.4)$$

Onde:

- ω_n - frequência natural de oscilação;
- ξ - taxa de amortecimento.

Os detalhes envolvendo a dedução da Equação 2.4 podem ser encontrados em (NISE, 2011) e (CHAU, 2002).

Os parâmetros apresentados na Equação 2.4 é resultado da combinação dos polos da função. Como são apenas dois polos, existem quatro combinações possíveis para os

seus valores, eles podem ser: dois valores reais e distintos, reais e iguais, dois complexos conjugados e dois valores puramente imaginários. Cada possibilidade resulta em diferentes valores para taxa de amortecimento. Ou seja, cada possibilidade resulta em um diferente tipo de taxa de amortecimento, o que consequentemente determina qual é a estabilidade do sistema. De acordo com (CHAU, 2002), os diferentes casos para a taxa de amortecimento são:

- Dois polos reais e distintos. Neste caso a taxa de amortecimento sempre assume valores maiores que um ($\xi > 1$). Diz-se que o sistema é superamortecido. O que caracteriza uma resposta mais lenta do sistema
- Dois polos reais e iguais. Para este caso, um é o único valor possível para a taxa de amortecimento ($\xi = 1$). A denominação para o sistema neste caso é de criticamente amortecido. É o amortecimento mais rápido sem que haja oscilação na parte transitória.
- Dois polos complexos conjugados. Neste caso a taxa de amortecimento assume um intervalo de valores maiores que zero e menores que um ($0 < \xi < 1$). Para essa situação o sistema é denominado subamortecido. Este tipo de amortecimento também é rápido, porém, exibe uma oscilação na parte transitória da resposta. A frequência de oscilação é a frequência natural do sistema (ω_n).
- Dois polos complexos. Neste caso o sistema não possui taxa de amortecimento ($\xi = 0$). O sistema é não amortecido pois a saída é uma oscilação na frequência natural do sistema (ω_n).

Para avaliar graficamente o que cada uma das possibilidades representa é necessário escolher um sinal de teste e variar os valores dos polos para os quatro cenários possíveis. O desempenho de um sistema de controle é determinado em termos de sua resposta transitória. Dentre os sinais o mais utilizado para efeito de excitação é a função degrau pois é de fácil reprodução. Se a resposta ao degrau for conhecida é possível calcular matematicamente a resposta para qualquer entrada (OGATA, 2001).

Para elucidar a influência da posição dos polos, e consequentemente, dos valores da taxa de amortecimento, apresentam-se na Figura 4 diversas repostas ao degrau que variam a taxa de amortecimento de zero a dois, onde, no eixo das ordenadas está a resposta do sistema no tempo, e no eixo das abscissas estão valores sem dimensão proveniente da multiplicação do tempo pela frequência natural do sistema.

A Figura 4 mostra todos as possíveis repostas do sistema: superamortecida, criticamente amortecida, subamortecida e não amortecida. A resposta superamortecida é apresentada com a taxa de amortecimento igual ao número dois. Já na resposta criticamente amortecida o único valor possível para a taxa de amortecimento é o número um. O

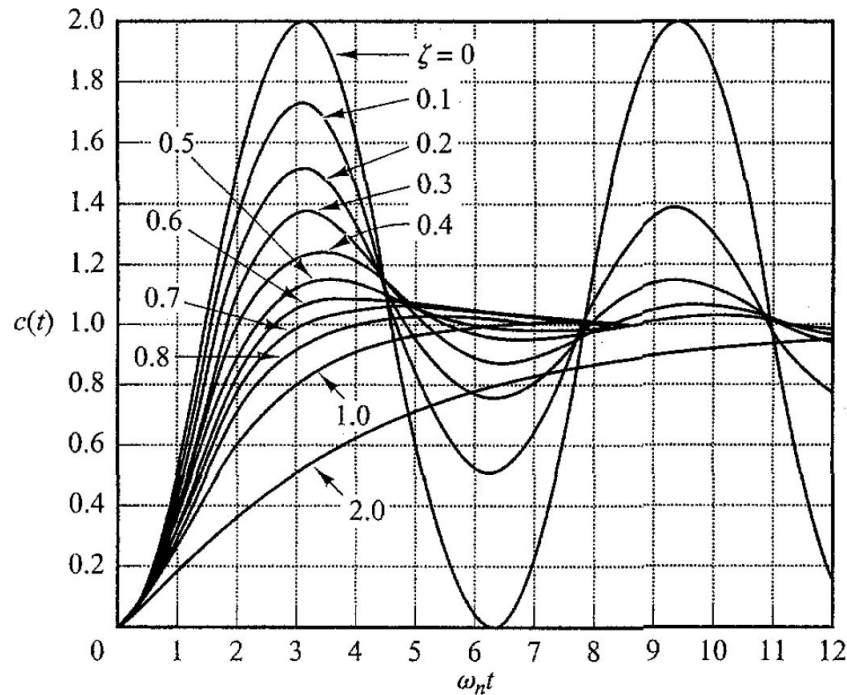


Figura 4 – Influência da taxa de amortecimento na resposta ao degrau. Fonte: [Ogata \(2001\)](#).

outro caso único é o caso onde não ocorre amortecimento com a taxa igual a zero. Sendo assim, os valores restantes correspondem a resposta subamortecida.

A partir dos conhecimentos a respeito da estrutura da função de transferência de segunda ordem, e de como sua resposta ao degrau se comporta de acordo com seus polos é possível avaliar o desempenho do sistema de controle a partir dos parâmetros envolvendo a resposta transitória do sistema. O tópico a seguir mostra como são definidos tais parâmetros

2.3.2 Parâmetros da resposta transitória

No tópico anterior foi discutido como é a estrutura básica de uma função de transferência de segundo grau e como seus parâmetros, determinados por seus polos, influenciam no tipo de estabilidade relativa do sistema. A análise dessa última faz-se mediante a resposta transitória, que depende da localização dos polos. De acordo com ([OGATA, 2001](#)), a maioria dos sistemas reais possuem uma resposta ao degrau subamortecida, ou seja, apresenta oscilações antes de atingir o regime estacionário. Assim torna-se necessário conhecer os parâmetros que permitem avaliar o desempenho de sistemas subamortecidos.

Segundo Wolfgang ([WOLFGANG, 2005](#)) do ponto de vista de engenharia, as principais características da resposta ao degrau de uma função de transferência de segunda ordem listam-se como sendo:

- t_d - Tempo de atraso. É o tempo que a resposta leva para atingir 50% do valor final
- t_r - Tempo de subida. É o tempo que a resposta leva para variar de 10% até 90% do valor final.
- t_p - Instante de pico. É o instante de tempo que a resposta atinge o seu maior valor de sobressinal.
- M_p - Porcentagem máxima de sobressinal. É a porcentagem da diferença entre o valor de pico e o valor final da resposta a excitação degrau. Este valor é indicação direta da estabilidade relativa do sistema.
- t_s - Tempo de acomodação. É o tempo que a resposta do sistema leva para alcançar e permanecer dentro de um intervalo entorno do valor final. Geralmente este intervalo é definido como 2% ou 5% do valor final.

A Figura 5 mostra a disposição dos parâmetros num gráfico da resposta de um sistema subamortecido de segunda ordem (OGATA, 2001).

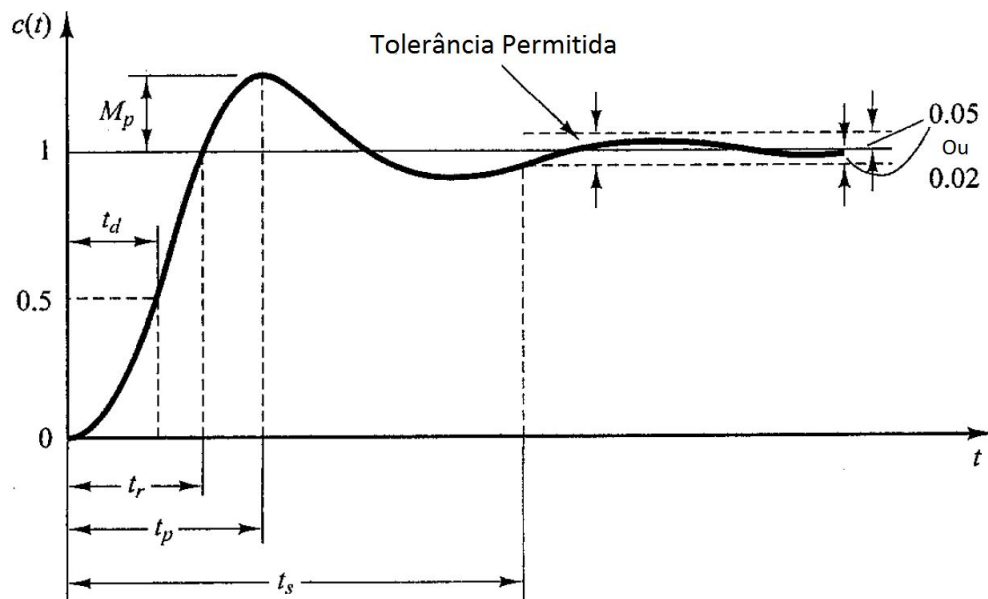


Figura 5 – Parâmetros da resposta ao degrau de um sistema de segunda ordem subamortecido. Fonte: Ogata (2001).

Os parâmetros que constam da Figura 5 são usados para determinar as configurações do controlador no domínio do tempo, sendo que, a alteração de um dos parâmetros modifica os outros. Por exemplo, a quantidade de sobressinal está relacionado diretamente com o tempo de subida e com o tempo de acomodação. O projeto de um controlador num sistema é adequar alguns parâmetros de acordo com o requisito do projeto. O controlador executa esta tarefa com a adição de polos e zeros no sistema.

Pela apresentação até o momento é possível avaliar um sistema de controle e determinar seu desempenho de acordo com um projeto específico. Ou seja, determinar quais parâmetros serão ajustados através de um controlador.

2.4 Conclusão

Como o objetivo geral do trabalho é avaliar diferentes métodos de ajuste para um controlador *PID* aplicado no controle de velocidade de um motor CC sem escovas. Neste capítulo foi apresentado as representações de sistemas em malha aberta e fechada, as descrições matemáticas dos modelos de sistema em espaço de estados e função de transferência. Foi igualmente apresentada a resposta transitória de um sistema de segunda ordem nos quais é possível determinar os seus parâmetros, tais como, tempo de subida, acomodação, atraso, sobressinal etc. A partir desses parâmetros é possível avaliar o desempenho dos métodos de ajuste aplicados ao controlador.

Devido ao fato da planta ser um motor CC sem escovas, no próximo capítulo apresenta-se a estrutura, o princípio de funcionamento, as características, bem como a modelagem matemática desse tipo de motor.

3 Motor CC sem Escovas

Após a revolução industrial quase todos os setores produtivos da sociedade necessitavam de sistemas de controle para um uso ótimo das máquinas que na época, a grande maioria, utilizavam o princípio da expansão dos gases como força motriz (máquinas a vapor). Após advento da eletricidade e o desenvolvimento do motor elétrico, fábricas de calçados, bebidas, setor automobilístico, dentre outros, passaram a utilizar máquinas (motores ou geradores) de corrente alternada ou contínua.

O motor CC sem escovas é uma variação do motor CC que tem grande empregabilidade na indústria, devido as suas características de torque versus velocidade, sua eficiência e robustez. Este capítulo aborda o motor CC sem escovas, nos quais destacam-se: seus componentes estruturais e os elementos envolvidos em sua construção, seu princípio de funcionamento e seu modelo matemático para fins de controle.

3.1 Introdução

Com o advento da eletricidade inúmeros dispositivos como por exemplo o motor elétrico tem sido usados como conversores elétrico-mecânicos. São incontáveis as suas aplicações e é possível encontrá-lo em uma enorme variedade de aparelhos eletrodomésticos. O primeiro motor elétrico de corrente contínua foi desenvolvido em 1840, nove anos depois do estabelecimento da teoria de indução eletromagnética desenvolvida por Faraday (XIA, 2012). Após isso o motor elétrico passou a ser objeto de constante estudo e desenvolvimento. Segundo o princípio de funcionamento os motores são classificados em: motores síncronos, motores de indução, motores de relutância e comutados etc.

O motor CC sem escovas (BLDC – Brushless Direct Current) é um motor síncrono derivado do motor CC comum, os dois compartilham diversos elementos envolvidos em sua construção. São motores que possuem ímãs permanentes, bobinas para a indução eletromagnética, um rotor e um estator. A diferença entre eles é que no motor CC comum os ímãs estão no estator e as bobinas no rotor, criando a necessidade de escovas e comutadores mecânicos para ativar as bobina (XIA, 2012). Já no motor CC sem escovas os ímãs estão no rotor e as bobinas no estator, fazendo com que o controle das bobinas seja feito de acordo com a posição do rotor (XIA, 2012). A definição é que um motor CC sem escovas é um motor síncrono controlado por comutação eletrônica com um rotor de ímã permanente, sensores de posição para o rotor, e um circuito de comutação que pode ser integrado ao motor ou independente (XIA, 2012).

Os motores de CC sem escovas classificam-se em duas categorias (XIA, 2012).

1ª) Varia de acordo com a forma de onda da tensão causada pela força contraeletromotriz (tensão induzida nas bobinas do estator através do movimento dos ímãs do rotor).

Se for trapezoidal o motor pode ser chamado de CC sem escovas, já se a onda possuir um formato senoidal, o motor é classificado como motor síncrono de ímã permanente. 2ª) Os formatos da onda de força eletromotriz não são levados em consideração. Neste trabalho é adotada a nomenclatura em que os motores ditos como CC sem escovas, são aqueles que possuem o formato trapezoidal na onda de back-EMF (sigla em inglês para força contraeletromotriz).

Os motores CC sem escovas estão se tornando cada vez mais populares em diversos setores industriais (YEDAMALE, 2003). São aplicados em: eletrodomésticos, automóveis, na indústria aeroespacial, em equipamento de automação e instrumentação, dentre várias outras aplicações. Isso, devido as suas características como: alta eficiência, baixa manutenção, características de velocidade de torque e controle de velocidade, quando comparados aos motores de indução e motores CC comum.

Para entender de um motor CC sem escovas, a compreensão a seguir explica com mais detalhes as partes envolvidas na construção do motor e os aspectos envolvidos com o seu funcionamento.

3.2 Estrutura e funcionamento

Um motor CC sem escovas é derivado do motor CC comum, ou seja, compartilham algumas características de funcionamento. Ambos possuem bobinas e ímãs permanentes para realizar a conversão eletromecânica. Porém, no caso do motor CC comum a comutação é feita através de escovas e componentes mecânicos construídos no rotor, e no caso do motor CC sem escovas a comutação é feita eletronicamente controlando as bobinas no estator (SAXENA; PAHARIYA; TIWARY, 2010). Sendo que, ambos são considerados motores síncronos o que significa que o campo magnético gerado pelo estator gira na mesma frequência que o campo magnético gerado pelo rotor. Portanto, a principal diferença entre o motor CC comum e o motor CC sem escovas está no processo de construção do estator e do rotor.

O estator de um motor CC sem escovas consiste de uma estrutura cilíndrica oca com um aglomerado de laminações de aço ao longo do eixo do cilindro. O aglomerado de laminações de aço é feito com fendas igualmente espaçadas ao longo de sua circunferência de forma a acomodar os enrolamentos de cobre. O estator de um motor CC sem escovas se assemelha a um estator de um motor de indução, a diferença está nos enrolamentos (YEDAMALE, 2003). A Figura 6 mostra um exemplo de um estator de um motor CC sem escovas



Figura 6 – Exemplo de um estator de um motor CC sem escovas . Fonte: adaptado de [Yedamale \(2003\)](#).

Da Figura 6 observa-se o aglomerado de laminações de aço que formam o menor diâmetro interno do cilindro. Observando o aglomerado de laminações percebe-se as fendas por onde passam os enrolamentos e algumas das conexões feitas entre os enrolamentos. Cada enrolamento é composto por diversas bobinas interconectadas distribuídas entre as fendas. Existem duas principais formas de configuração dos enrolamentos. Essas variações nas conexões entre as bobinas é que determina se o formato de onda da força eletromotriz inversa induzida pelo rotor será senoidal ou trapezoidal ([YEDAMALE, 2003](#)) .

Do ponto de vista da construção do rotor de um motor CC sem escovas o processo é mais simples, o mesmo é constituído de dois ou mais pares de ímãs que alternam seus polos entre norte e sul ([YEDAMALE, 2003](#)). Sendo que, o principal fator na construção do rotor é a densidade de campo magnético necessária para o projeto. E um dos principais fatores que altera a densidade de fluxo de um rotor é a permeabilidade magnética do material em que os ímãs são feitos. Um dos principais materiais utilizados na construção de ímãs permanente é o ferrite devido ao seu custo. Porém, o ferrite possui baixa densidade de fluxo magnético. Então, geralmente, outros materiais também são utilizados para juntos formar uma liga com uma densidade de fluxo magnético maior. Os materiais mais utilizados na produção dessas ligas são as chamadas terras raras. As aplicações mais comuns envolvem Neodímio e Samário (Nd e Sm respectivamente) ([YEDAMALE, 2003](#)). A Figura 7 mostra três exemplos de configurações de rotores com os ímãs em disposições diferentes.

A Figura 7 mostra três rotores diferentes, cada um com ímãs em formatos diferentes. No rotor 7a os ímãs são externos ao eixo do rotor e possuem um formato em que as faces do ímã acompanham a circunferência do rotor. No exemplo 7b os ímãs são embutidos no rotor e possuem formato retangular, e no último rotor 7c os ímãs também possuem um formato retangular, porem, são inseridos no eixo do rotor ([YEDAMALE, 2003](#)).

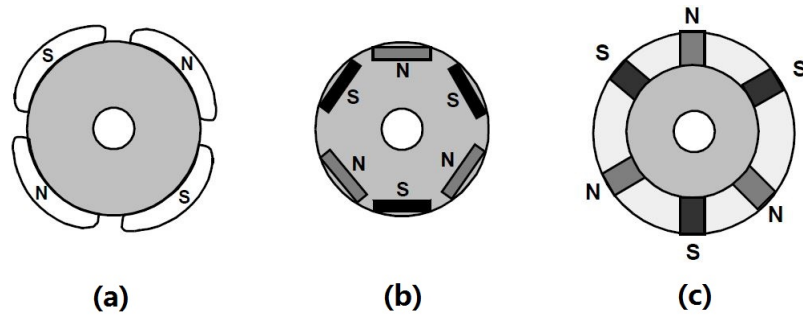


Figura 7 – Diferentes estruturas de configuração de rotores. Fonte: adaptado de [Yedamale \(2003\)](#).

Outra parte importante na construção do rotor é o sensor de posicionamento. Pois, diferentemente do motor CC comum a comutação é feita através de um controle eletrônico. O acionamento das bobinas deve ser feito de forma coordenada para que o motor gire, a decisão de qual bobina será ativada depende do posicionamento do rotor. Para determinar a posição do rotor são colocados outros ímãs no rotor, distantes o suficiente da parte motriz, e alinhados com os ímãs da parte motriz. Então utilizam-se sensores de efeito Hall na parte do estator alinhados com os ímãs secundários que estão longe da interferência da parte motriz ([YEDAMALE, 2003](#)).

O efeito Hall ocorre quando um condutor que está conduzindo corrente elétrica é submetido a um fluxo magnético perpendicular ao sentido da corrente. Quando isso ocorre as partículas carregadas se deslocam para as extremidades do condutor gerando então uma tensão entre extremidades do material proporcional ao deslocamento causado pelo campo magnético. Para observar este efeito de maneira mais nítida o condutor deve possuir o formato de uma pastilha retangular ([YEDAMALE, 2003](#)).

A Figura 8 mostra a sessão transversal de um motor CC sem escovas com todas as partes estruturais necessárias para o seu funcionamento.

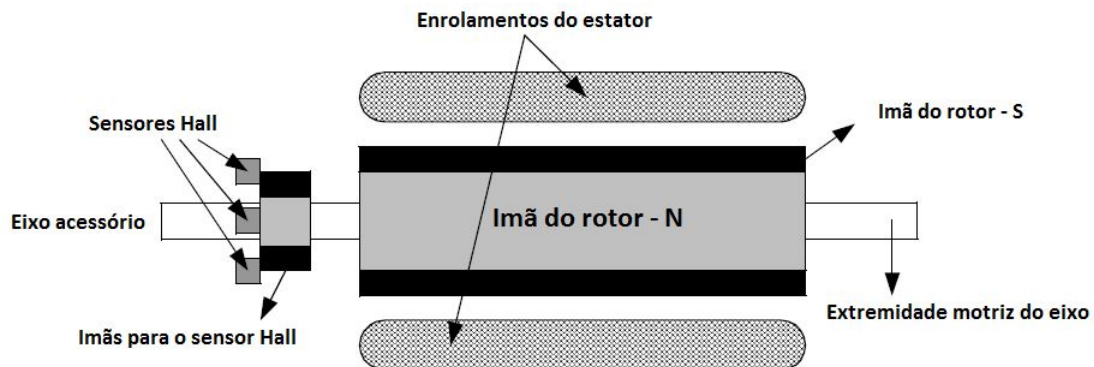


Figura 8 – Sessão transversal de um motor CC sem escovas. Fonte: adaptado de [Yedamale \(2003\)](#).

Observa-se na Figura 8 que a estrutura básica de um motor CC sem escovas consiste de: um estator com enrolamentos e sensores Hall, de um eixo estendido para o rotor com dois conjuntos de ímãs, os responsáveis pela determinação do posicionamento do motor e a parte usada para a comutação de energia com as bobinas.

A configuração mais comum das bobinas num motor CC sem escovas é a conexão em estrela. Além disso, como é necessário controlar quais as fases são ativadas e a direção da corrente e cada uma delas, o circuito comutador mais utilizado para realizar esta tarefa é a ponte completa de transistores (XIA, 2012). A Figura 9 mostra o exemplo de um circuito comutador utilizado em um motor com configuração estrela.

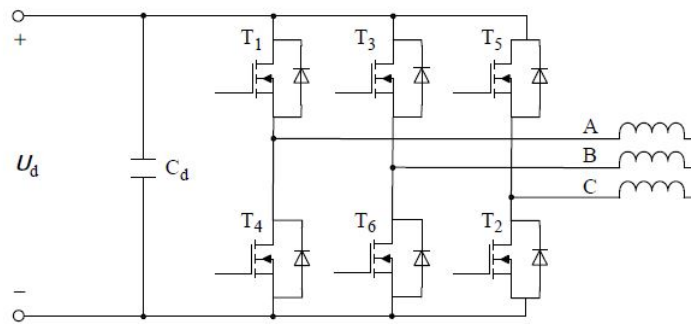


Figura 9 – Circuito de controle do motor CC sem escovas. Fonte: adaptado de Xia (2012).

Da Figura 9 constata-se que a ponte é composta por seis transistores na configuração de chave de potência, e uma fonte U_d e seu capacitor C_d . Sendo que, o capacitor da fonte é utilizado no acoplamento para diminuir as oscilações do circuito causados pelo ruído da fonte e pela comutação dos transistores.

Para transmitir a energia da fonte para as fases do motor, de forma que seja possível obter um controle de quanta energia circula pelo motor. Geralmente, é utilizada a modulação *PWM* na ativação dos transistores. A modulação controla a energia média entregue pelos transistores as fases do motor. Este controle é feito através de pulsos de corrente contínua. Considerando que o pulso pode obter dois estados, ativo (ligado) e desativo (desligado). O controle é feito alterando o tempo em que o pulso fica ativo com relação ao período fixo do pulso, ou seja, sem alterar a frequência em que os pulsos são ativos.

Para tal, basta determinar como será a sequência de ativação das bobinas para fazer com que o motor gire no sentido horário ou anti-horário. A ideia principal é que o circuito comutador acione uma fase com uma corrente positiva e outra fase com uma corrente negativa e mantenha a terceira fase neutra. Sendo que, para manter o motor funcionando, o campo magnético produzido pelos enrolamentos deve mudar de posição de acordo com a posição do campo magnético do rotor. Esta sequência de energização dos enrolamentos é chamada de comutação de seis etapas (YEDAMALE, 2003). A Figura 10

mostra como são as formas de onda dos sensores Hall, da força eletromotriz reversa, da corrente de fase e do torque durante sequência de comutação de seis etapas.

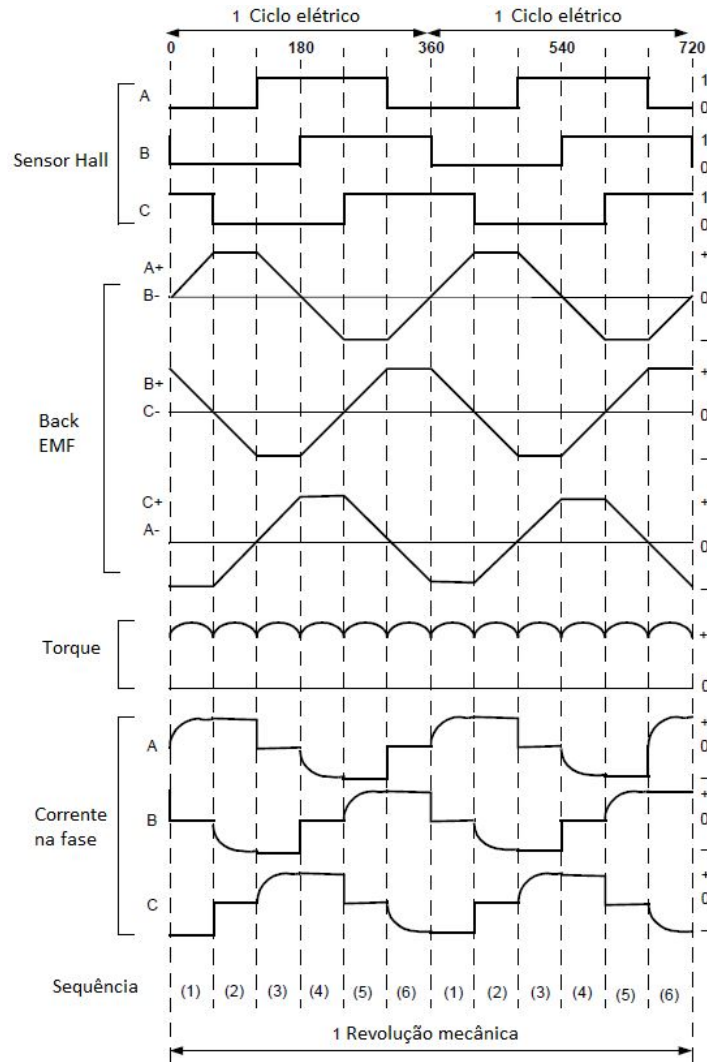


Figura 10 – Sequência de comutação de 6 etapas. Fonte: adaptado de Yedamale (2003).

A Figura 10 mostra a sincronização necessária para que o motor realize uma revolução. E que cada uma das seis etapas de sincronização corresponde a 60 graus de rotação elétrica. Sendo que, a sequência de ativação das bobinas é uma combinação binária dos três sensores de efeito Hall.

Também é possível observar na Figura 10 que, após ativação da fase, a corrente de fase não atinge seu valor máximo instantaneamente. Isto é devido a força eletromotriz inversa causada pelo movimento do rotor, que gera uma tensão inversa a tensão de ativação da bobina. A Equação 3.1 mostra como é determinado o valor da tensão causada pela força contraeletromotriz.

$$\text{BackEMF}(E) = Nl r B \omega \quad (3.1)$$

Onde:

- E - densidade de campo elétrico;
- N - número de espiras dos enrolamentos;
- l - comprimento do rotor;
- r - raio interno do rotor;
- B - densidade de campo magnético;
- ω - velocidade angular do rotor.

Como a força contraeletromotriz é proporcional a velocidade angular do motor. Ela é um dos fatores que mais influenciam a capacidade do motor de atingir altas velocidades. A medida que a velocidade do motor aumenta menos corrente passa pelos enrolamentos e menos torque é gerado. E é na velocidade final do motor que a força eletromotriz alcançou seu valor máximo. Neste caso o torque gerado pela injeção de corrente através do circuito comutador é cancelado pela força eletromotriz, impedindo aumentar a velocidade do motor (YEDAMALE, 2003).

Da Figura 10 é possível extrair a combinação binária dos três sensores de efeito Hall necessária para ativar o motor, e com isso determinar qual a sequência em que os transistores serão ativados no circuito de comutação apresentado na Figura 9. Sendo que, a ativação é feita através da modulação *PWM* que controla a energia transmitida pelo motor e consequentemente sua velocidade. A Tabela 1 mostra a sequência binária dos sensores e a ativação dos transistores.

Tabela 1 – Tabela com a sequência de ativação dos transistores.

Sequência	Sensor A	Sensor B	Sensor C	Ativar transistor +	Ativar transistor -
1	0	0	0	T2	T5
2	1	0	0	T2	T3
3	1	1	0	T6	T3
4	1	1	1	T6	T1
5	0	1	1	T4	T1
6	0	1	1	T4	T5

A Tabela 1 resume a sequência de ativação mostrada na Figura 10, e nas colunas “Ativar transistor” mostra quais transistores devem ser ativados no circuito da Figura 9 pela modulação *PWM* para que o motor gire no sentido horário. Para inverter o sentido de rotação do motor de horário para anti-horário basta inverter as linhas da tabela 1. Tornando o passo 6 da sequência como o primeiro e assim por diante. Em qualquer sequência a velocidade depende da relação do *PWM* e da fonte de U_d segundo os sensores.

A seguir apresenta-se a modelagem matemática do motor CC sem escovas mediante a representação de função de transferência.

3.2.1 Função de transferência.

Foi visto no Capítulo anterior, na parte de identificação do modelo, que a função de transferência é uma das metodologias mais utilizadas no modelamento de sistemas físicos. Este método é mais comumente usado para sistemas que são expressos com uma variável de entrada e uma variável de saída. Ela descreve a relação entre a variável de entrada do processo e a saída do mesmo.

A função de transferência do motor CC sem escovas é de suma importância para o desenvolvimento de seu sistema de controle. A maioria dos motores CC sem escova são trifásicos e possuem as bobinas configuradas em estrela. E para ativar o motor o circuito de comutação, feito com uma ponte de transistores trifásica, ativa duas bobinas por vez de acordo com a posição do rotor informada pelos sensores. Um modelo do motor como um circuito elétrico é apresentado na Figura 11.

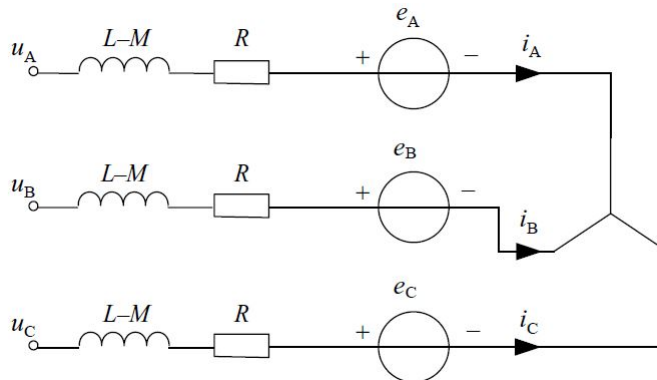


Figura 11 – Representação do motor CC sem escovas através de um circuito elétrico.
Fonte: Xia (2012).

No esquemático da Figura 11 assume-se que as bobinas possuem valores iguais de indução (L) e de indução mútua (M), que é a indução entre as fases. Além disso, as resistências das bobinas são consideradas iguais (R), e o efeito da força eletromotriz inversa é representado em cada uma das fases através de uma fonte de tensão (e_A, e_B e e_C).

Como o circuito comutador só ativa duas fases de maneira simultânea, o circuito apresentado na Figura 11 pode ser resumido ao circuito correspondente a junção de duas fases. Na Figura 12 apresenta-se o circuito simplificado, juntando-se as fases A e B.

A partir do esquemático representado na Figura 12 é possível extrair a equação que relaciona a tensão e a corrente que circula as bobinas durante a ativação. Na Equação 3.2 mostra-se a relação matemática dos elementos da Figura 12.

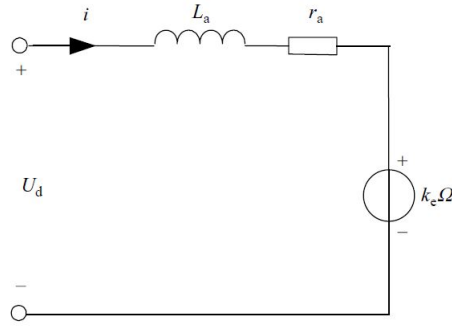


Figura 12 – Circuito elétrico do motor CC simplificado. Fonte: [Xia \(2012\)](#).

$$u_{AB} = U_d = 2Ri + 2(L - M)\frac{di}{dt} + 2e_A = r_a i + L_a \frac{di}{dt} + k_c \Omega \quad (3.2)$$

Onde:

- u_{AB} - tensão entre as fases A e B;
- U_d - tensão entre as fases;
- i - corrente entre as fases;
- R - resistência de fase;
- L - indutância de fase;
- M - indutância mútua entre as fases;
- e_A - tensão causada pela força eletromotriz na fase A;
- r_a - resistência equivalente entre as fases;
- L_a - indutância equivalente entre as fases;
- k_e - coeficiente da força eletromotriz;
- Ω - velocidade angular do rotor.

Para determinar a equação de transferência do motor basta expressar a corrente do circuito em função da velocidade angular. Na Equação 3.3 apresenta-se a relação para a corrente do motor representado pelo circuito da Figura 12 ([XIA, 2012](#)).

$$K_T i - T_L = J \frac{d\Omega}{dt} + B_v \Omega \quad (3.3)$$

Onde:

- K_t - constante de torque;
- T_L - torque de carga;
- J - coeficiente de inércia do rotor;
- B_v - coeficiente de atrito viscoso do rotor;

Considerando o motor sem carga ($T_L = 0$), isolando a corrente e substituindo a equação resultante na Equação 3.2, obtém-se a Equação 3.4.

$$U_d = r_a \left(\frac{J}{K_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{B_v}{K_T} \Omega \right) + L_a \frac{d}{dt} \left(\frac{J}{K_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{B_v}{K_T} \Omega \right) + k_e \Omega \quad (3.4)$$

Rearranjando os coeficientes da Equação 3.4 colocando a velocidade angular e suas derivadas em evidencia, e realizando a transformada de Laplace, obtém-se a equação de transferência do motor que relaciona a velocidade angular do motor com a tensão entre duas fases. Na Equação 3.5 apresenta-se a função de transferência do motor.

$$G_u(s) = \frac{\Omega(s)}{U_d(s)} = \frac{K_T}{L_a J s^2 + (r_a J + L_a B_v) s + (r_a B_v + k_e K_T)} \quad (3.5)$$

Onde:

- $G_u(s)$ - função de transferência do motor em função da tensão do circuito de acionamento e da velocidade angular do rotor;
- $\Omega(s)$ - velocidade angular do rotor no domínio de Laplace;
- $U_d(s)$ - tensão de alimentação do circuito de controle/acionamento do motor no domínio de Laplace.

A partir da equação de transferência do motor é possível expressar o sistema de controle do motor numa configuração de malha fechada. Na figura 13 mostra-se a estrutura do sistema de controle do motor CC sem escovas em malha fechada.

A Figura 13 mostra o sistema de malha fechada correspondente ao motor CC sem escovas. Além dos sinais apresentados na Equação 3.5 os outros sinais na Figura 13 são:

- $I(s)$ - correntes do motor;
- $T_e(s)$ - torque magnético;
- $E_a(s)$ - tensão devida a força eletromotriz inversa.

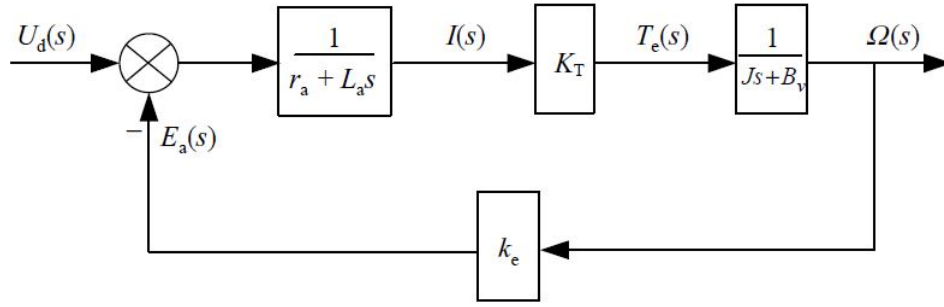


Figura 13 – Sistema de controle do motor CC sem escovas em malha fechada. Fonte: [Xia \(2012\)](#).

Executando a simplificação do diagrama de bloco da Figura 13 obtém-se a equação da função de transferência mostrada pela Equação 3.5.

A Equação 3.5 expressa um sistema de segunda ordem. E pode ser manipulada e expressa de acordo com a equação padrão de sistemas de segunda ordem. O rearranjo da Equação 3.5 para a equação padrão de segunda ordem resulta na Equação 3.6 ([XIA, 2012](#)).

$$G_u(s) = \frac{K_T}{r_a B_v + k_e K_T} \frac{\omega_n^2}{(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (3.6)$$

Para obter a Equação 3.6 a frequência natural de oscilação do sistema (ω_n) é expressa a partir da Equação 3.7.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{r_a B_v + k_e K_T}{L_a J}} \quad (3.7)$$

E o fator de amortecimento é expresso pela Equação 3.8.

$$\xi = \frac{1}{2} \frac{r_a J + L_a B_v}{\sqrt{L_a J} \sqrt{(r_a B_v + k_e K_T)}} \quad (3.8)$$

A partir das Equações 3.7 e 3.8 obtém-se detalhes sobre a resposta do motor ao impulso. A partir da equação 3.5 e de parâmetros de um motor real é possível simular o comportamento do motor diante de um controlador em um sistema de controle de malha fechada. Bem como, ajustar um controlador para obter o melhor desempenho de controle de acordo com as especificações do projeto.

3.3 Conclusão

No presente Capítulo foi feita a categorização dos tipos de motores CC. Explanou-se sobre a estrutura constitucional, seus componentes básicos e o princípio de funciona-

mento dos motores CC sem escovas. Por último, foi apresentado o modelo matemático de um motor CC sem escovas na forma de função de transferência a partir de um circuito elétrico e de sua inclusão num sistema de malha fechada.

No próximo Capítulo cujo o foco é o controlador *PID*, serão apresentadas as principais configurações, seu funcionamento, os cinco métodos utilizados na sintonia dos controladores que será adicionada a função de transferência em malha fechada da planta, o motor CC sem escovas.

4 Controladores PID

Diversos tipos de controladores vem sendo usados nos processos produtivos. Dentre esses controladores destacam-se: liga-desliga, proporcional, integrativo, proporcional-integrativo (PI), proporcional-integral-derivativo (PID) e as redes de avanço-atraso. Contudo o controlador PID é um dos principais controladores utilizados atualmente devido a sua praticidade e por seu histórico de atingir resultados satisfatórios no controle de diversos processos. Esse capítulo apresenta as estruturas básicas, e além disso, apresenta cinco métodos de sintonia de ajustes deste controlador usados neste trabalho.

4.1 Introdução

O controlador PID é um dos controladores mais conhecidos e mais utilizados em sistemas de controle e na indústria. Sua popularidade é devido ao fato de ser um controlador que possui um desempenho satisfatório em mais de 90% dos processos de controle industriais (TORRES et al., 2017). A primeira formulação do controlador de três termos ou PID foi feita em 1922 por Nicholas Minorsky. Diz-se que Minorsky desenvolveu a teoria observando como um timoneiro manobrava um navio (BENNETT, 1996). Porém, o controlador só começou a ser comercializado no fim da década de 1930. Uma das primeiras aplicações do controlador foi no controle automático da temperatura de tanques utilizados na pasteurização do leite (KIONG et al., 1999). A primeira abordagem para ajuste do *PID* foi em 1942 com um artigo publicado por J.G. Ziegler e N.B. Nichols que apresentaram dois métodos de ajuste para os controladores (BENNETT, 2000). A partir daí várias técnicas vêm sendo desenvolvidas a medida que a teoria de controle evolui. Atualmente, além das teorias clássicas e/ou em conjunto com o avanço computacional, outros métodos de sintonia com base na lógica fuzzy e redes neurais, na seleção genética, arrefecimento, colonização de formigas, etc.

O objetivo deste capítulo é explicar a ação de cada um dos três componentes do controlador e apresentar os principais métodos de ajuste usados nesse controlador que serão comparados no próximo capítulo do trabalho.

4.2 Funcionamento e estrutura

A primeira forma de controle aplicada na indústria e que ocasionou o surgimento do controlador PID é o controle liga/desliga (on/off). O controlador liga/desliga é o tipo de controle manual mais amplamente utilizado em serviços industriais e domésticos. O controle é feito através de um sinal de erro, se o valor de erro ' e ' for menor que zero o

valor do sinal de controle ' U ' assume o valor mínimo, já se o erro for maior que zero o valor da variável de controle será o máximo (KIONG et al., 1999). Este controle pode ser feito com um simples chaveamento. A Figura 14 mostra o gráfico com a variável de processo ' U ' em função do erro ' e '.

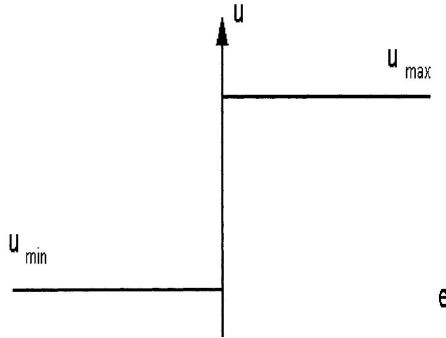


Figura 14 – Sinal do controlador liga/desliga. Fonte: Kiong et al. (1999).

Uma das desvantagens desse tipo de controle é a constante oscilação do sinal de controle em torno do erro. Por exemplo, aplicando este tipo de técnica no controle de velocidade de um motor o mesmo nunca conseguiria atingir uma velocidade constante, estaria sempre oscilando em torno da velocidade esperada. O que gera bastante desgaste no motor. Esse tipo de controlador atualmente é de pouca utilidade na indústria.

4.2.1 Ação proporcional - P

A aprimoração do controlador liga/desliga, além da adição de histerese, foi adicionar um ganho que permite uma variação linear entre os valores mínimo e máximo da variável do processo ' U '. Dessa forma, com a reta cruzando o eixo das abscissas sua inclinação assume valores positivos e negativos. Positivo quando o erro é negativo e quando o erro é positivo a inclinação assume valores negativos. Isso faz com que o erro seja amplificado alterando a resposta da variável do processo. Com isso, o ganho pode ser ajustado pelo operador de acordo com suas observações. A Figura 15 mostra o gráfico da variável do processo ' U ' com relação ao erro ' e '.

Da Figura 15 o valor da inclinação é o valor do ponto intermediário entre o valor máximo e mínimo da variável do processo. Com a adição de um ganho ao controlador é possível atingir um estado estacionário no sinal de controle.

Com o valor do erro fixo em algum ponto da reta o valor de ' U_0 ' (chamado de variável de controle) é conhecido como erro de controle. Apesar do sistema não permanecer em estado transitório, ao alcançar o estado estacionário o sistema ainda pode possuir um erro na diferença entre o ponto final esperado e a variável do processo. A ação do controlador é dada pela relação entre a variável do processo e o erro, expressa-se como:

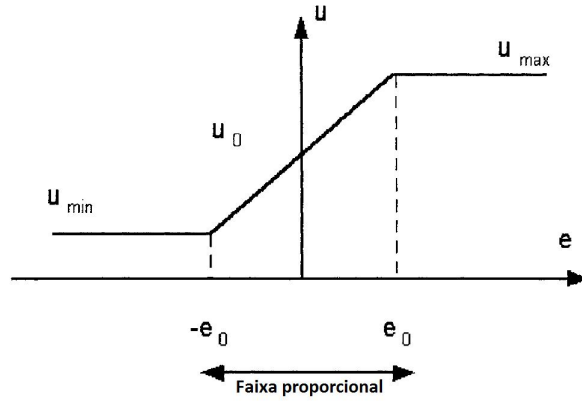


Figura 15 – Sinal do controlador proporcional. Fonte: adaptado de [Kiong et al. \(1999\)](#).

$$u(t) = u_0(t) + K_c e(t) \quad (4.1)$$

onde:

- $u(t)$ - sinal do controlador;
- $u_0(t)$ - variável de controle;
- K_c - ganho do controlador;
- $e(t)$ - erro do controlador.

Na Equação 4.1 isolando o erro ‘e’ obtêm-se a expressão do erro estacionário.

$$e(t) = \frac{u(t) - u_0(t)}{K_c} \quad (4.2)$$

Da Equação 4.2 é possível observar que o erro estacionário só é igual zero se os valores inicial e final da variável do processo da variável de controle forem iguais ou se o valor de K_c for infinitamente grande ([KIONG et al., 1999](#)). O ganho possui um valor máximo para este tipo de controlador. Valor que quando é excedido torna a parte transitória do sistema instável. A Figura 16 mostra exemplos dos comportamentos da saída de um processo e da variável de controle quando um controlador P é utilizado com valores de ganho K_c no intervalo de 1 a 3 de inteiros e suas respostas respectivas.

Observa-se que a medida que o valor do ganho aumenta o erro no estado estacionário diminui, porém, o tempo que o sistema leva para atingi-lo aumenta consideravelmente. Para contornar essa situação a ação integral é introduzida.

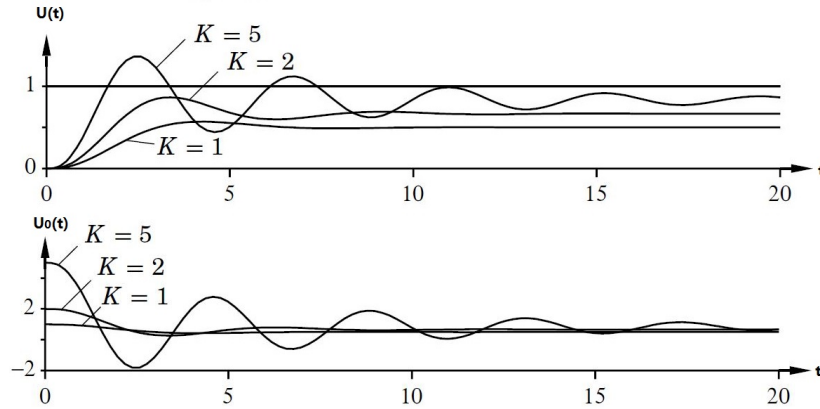


Figura 16 – Exemplos do sinal de saída e do sinal de controle com o controlador proporcional. Fonte: [Kiong et al. \(1999\)](#).

4.2.2 Ação proporcional integral - PI

A ação integral é introduzida ao controlador proporcional para acabar com o erro estacionário. Isso é feito integrando o erro no tempo, ou seja, o erro será acumulado e com isso o sinal de controle irá aumentar ou diminuir dependendo do sinal e do valor do erro acumulativo. Isso faz com que não exista mais erro estacionário pois o erro será variado de acordo com o valor de sua integral. Sendo que, o valor da integral é diretamente proporcional a área sob a curva entre a variável do processo e o valor esperado. A ação integral, geralmente, é utilizada em conjunto com a ação proporcional. Ocasionando na combinação dos aspectos de controle dos dois controladores, expressa pela Equação 4.3 da variável do processo ([KIONG et al., 1999](#)).

$$u(t) = K_c \left(\frac{1}{T_i} \int e(t) dt + e(t) \right) \quad (4.3)$$

Onde:

- T_i - constante de tempo integral.

Na Equação 4.3, além de adicionar a integral do erro, adiciona a fração com o termo ' T_i ' denominado tempo integral do controlador. Nesse caso a variável de controle pode ser explicitada como:

$$u_0(t) = \frac{K_c}{T_i} \int e dt \quad (4.4)$$

Na Figura 17 mostra-se os efeitos do controle PI através da resposta do sistema ao degrau unitário. Para a obtenção das curvas mostradas na Figura 17, variou-se a constante de tempo para os valores $T_i = 1(s)$, $T_i = 2(s)$ e $T_i = 3(s)$ e manteve-se o ganho em 1.

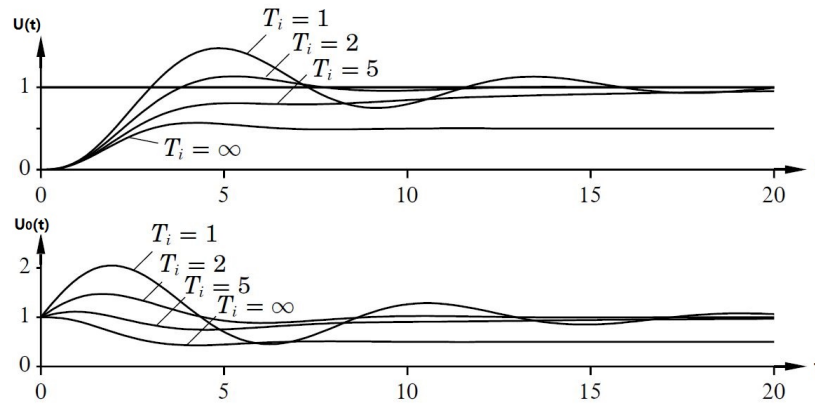


Figura 17 – Exemplos do sinal de saída e do sinal de controle em um sistema de malha fechada com o ganho fixo e variando o tempo integral T_i . Fonte: [Kiong et al. \(1999\)](#).

Observa-se que no caso do termo ' T_i ' ser infinitamente grande o controlador PI possui apenas a influência do controlador P . Anulando a ação integral do controlador e consequentemente o sistema irá apresentar um erro estacionário. Ao variar o tempo integral do controlador observa-se que a medida que o mesmo aumenta, a oscilação no regime transitório diminui e o sistema leva mais tempo para atingir o regime estacionário. Isto é, aumentando o valor de T_i o sistema irá apresentar menos sobressinal, porém, terá uma resposta mais lenta. Para acelerar a resposta sem causar grandes sobressinais a ação derivada é introduzida no controlador.

4.2.3 Ação proporcional derivativa - PD

Como objetivo é melhorar as características de estabilidade de um sistema fechado introduz-se a ação derivativa. A ação do controlador PI é lenta pois a integral do erro depende do somatório dos erros passados. Portanto a correção do erro é mais lenta. Uma maneira de melhorar esse aspecto é levar em conta a taxa que o erro está variando para determinar a ação do controlador ([ÅSTRÖM; HäGGLUND, 1995](#)). A Figura 18 compara duas respostas de processos ilustrando as características de controlador sem e com a ação derivativa

Nos gráficos mostrados na Figura 18 destacam-se os pontos 'P'. Esses pontos servem para ilustrar que, no caso de um controlador PI , a ação tomada pelo controlador seria a mesma para os dois casos. Sem levar em consideração a taxa de variação, a curva I é muito maior que a curva II. Ocasionalmente em uma ação mais demorada do controlador no caso da curva I, pois não existe ação derivativa.

Levando em conta somente a ação derivada e proporcional de um controlador PD a sua equação característica é dada como:

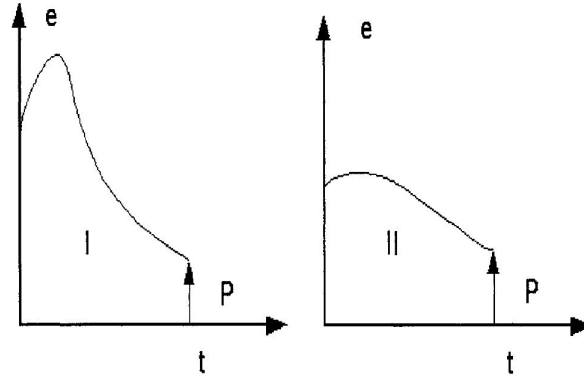


Figura 18 – Características das respostas de um sistema sem e com efeito derivativo. Fonte: Kiong et al. (1999).

$$u(t) = K_c \left(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (4.5)$$

Onde:

- T_d - constante de tempo de derivada;

A ação do controlador PD pode ser interpretado como uma ação proporcional a saída prevista pelo processo. Onde, a previsão é feita através da extrapolação da curva do erro por sua tangente. A Figura 19 ilustra essa extrapolação (KIONG et al., 1999).

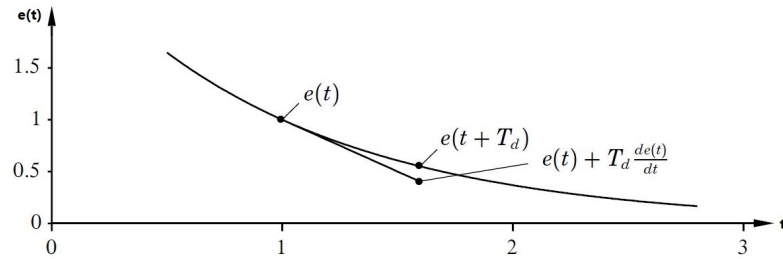


Figura 19 – Exemplo da ação derivativa como controle preditivo, onde a previsão é obtida por extrapolação linear. Fonte: Åström e Hägglund (1995).

Observa-se na Figura 19 que a derivada do erro no tempo serve para determinar o erro futuro através da extrapolação. O erro é previsto através do valor atual do erro mais o tempo de derivada T_d vezes a derivada do erro no tempo. Este ponto de extrapolação é apresentado na figura junto com o ponto da curva $e(t + T_d)$ (KIONG et al., 1999). para diferentes valores de $T_d = 0.1(s)$, $T_d = 0.7(s)$ e $T_d = 4.5(s)$. Já a Figura 20 mostra os efeitos da ação derivada no controlador PD .

Para gerar os gráficos da Figura 20 foram gravadas três respostas ao degrau. Fixando valores para o ganho e variando apenas o tempo de derivada. Observa-se no

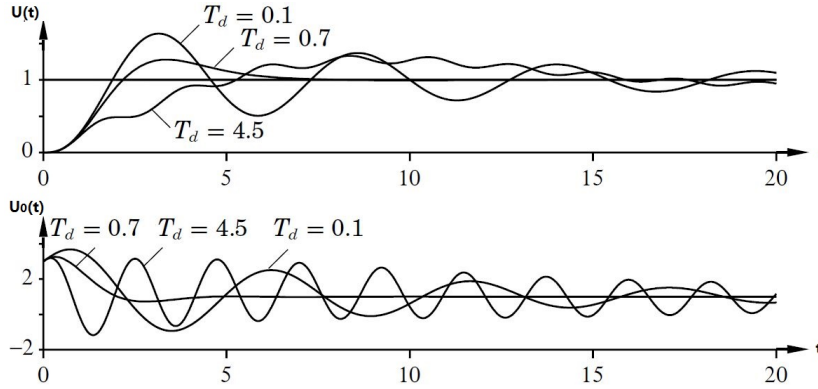


Figura 20 – Efeito da variação do tempo de derivada com o fator proporcional constante em um sistema de malha fechada com o controlador PD. Fonte: Åström e Hägglund (1995).

primeiro dos gráficos que, com valores muito baixos para o tempo de derivada o efeito da ação derivada é insignificante. Porém, ao aumentar demais o valor do tempo de derivada o sistema perde os benefícios da ação derivada. Apresentando oscilações com pouco amortecimento na resposta do sistema e no sinal de controle.

4.2.4 Ação proporcional integrativa derivativa - PID

As debilidades dos controladores PI e PD , ou seja, o aumento do sobressinal e as oscilações pouco amortecidas, foram supridas com a elaboração e implementação de um controlador PID . Esse controlador apresenta a particularidade de incorporar as melhores características dos controladores PI e PD , e mediante ajuste dos parâmetros apresentam melhores respostas que os controladores citados. Assim o controlador PID inclui nele os efeitos do controlador P , I e D na forma conjunta.

A Equação desse controlador no domínio do tempo para um processo que tenha uma entrada ' U ' e estrutura paralela é expressa como:

$$u(t) = K_{cp} \left(e + \frac{1}{T_{ip}} \int e(t) dt + T_{dp} \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (4.6)$$

Onde:

- K_{cp} - ganho do controlador com estrutura em paralelo;
- T_{ip} - constante de tempo do integrador da estrutura em paralelo;
- T_{dp} - constante de tempo do derivador da estrutura em paralelo.

As estruturas dos controladores PID pode ser de natureza paralela ou série. As estruturas do controlador variam de acordo com a aplicação e com o fabricante do con-

trolador. Um dos principais motivos da estrutura do controlador não ser padronizada é diferença em aplicações do controlador físico e da versão digital programada em microprocessadores. Isso porque a estrutura do controlador ocasiona em ajustes diferentes (KIONG et al., 1999).

4.2.4.1 PID em paralelo

A Equação 4.6 mostra a estrutura do controlador *PID* ideal, para um controlador do tipo em paralelo. Também é possível a sua representação na forma de equação de transferência já que a maioria das plantas também descritas dessa forma. A função de transferência de um controlador *PID* tipo paralelo no domínio da frequência é:

$$G_p(s) = K_{cp} \left(1 + \frac{1}{sT_{ip}} + sT_{dp} \right) \quad (4.7)$$

A principal característica dessa estrutura é que os componentes do controlador possuem ação independente sobre o sistema. Ou seja, o sinal de erro passa por cada uma das partes em paralelo que são somadas no final e transmitidas a planta mostrada na Figura 21.

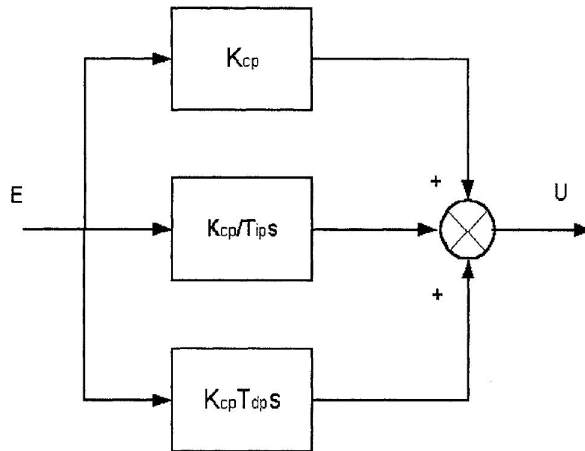


Figura 21 – Estrutura do controlador *PID* em paralelo. Fonte: Kiong et al. (1999).

O controlador mostrado na Figura 21 é do tipo não-interativo, pois as ações ocorrem de forma simultânea e independente. Existe outra forma de representar o controlador *PID* paralelo. Nessa representação a única modificação é a representação dos parâmetros. O conjunto de Equações 4.9 a seguir mostra a está relação

$$\begin{aligned} K_P &= K_{cp} \\ K_I &= \frac{K_{cp}}{T_{ip}} \\ K_D &= K_{cp} T_{dp} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Substituindo os parâmetros da Equação (4.8) na Equação (4.7) obtêm-se a Equação característica (4.9) a seguir.

$$G_p(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + sK_D \quad (4.9)$$

As estruturas em paralelo foram incluídas na indústria mais tarde em relação as estruturas em série, pois exigem mais amplificadores-operacionais o que tornava sua implementação mais onerosa (KIONG et al., 1999). Atualmente, com o advento e o desenvolvimento dos circuitos com Amp-Op e as evoluções na tecnologia de microprocessadores essa estrutura está se tornando cada vez mais comuns em sistemas de controle moderno. A Figura 22 mostra a implementação do controlador PID em paralelo através de amplificadores operacionais.

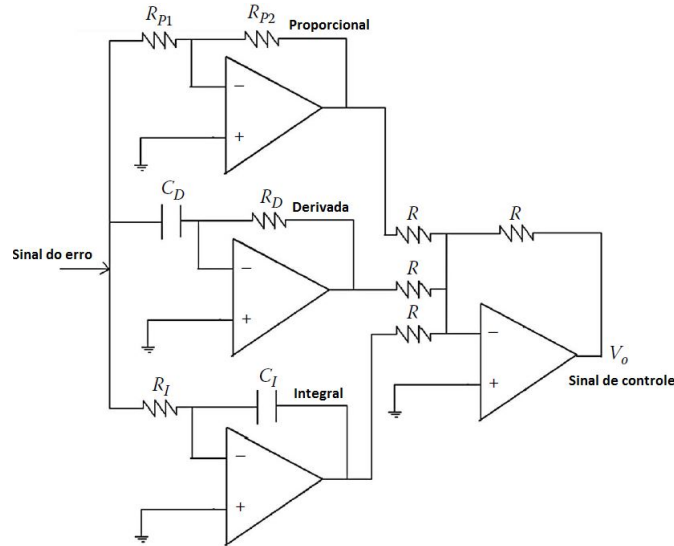


Figura 22 – Implementação eletrônica do controlador *PID* paralelo usando amplificadores-operacionais. Fonte: adaptado de Wilamowski e Irwin (2011).

Na Figura 22 os componentes do controlador PID são divididos nos três primeiros Amp-op (os três em paralelo), em seguida, o último Amp-op soma as contribuições das três partes. Observa-se que são necessários quatro amplificadores para construir o circuito do PID paralelo. O conjunto de Equações 4.10 mostra a relação dos componentes do circuito com os parâmetros do controlador PID.

$$\begin{aligned} K_{cp} &= \frac{R_{P2}}{R_{P1}} \\ T_{ip} &= R_i G_i \\ T_{dp} &= R_d C_d \end{aligned} \quad (4.10)$$

Na Figura 22 cada componente do controlador possui um peso determinado por uma razão de resistores. Essas razões são provenientes do último Amp-Op que está na

configuração somador inversor. Porém, como os resistores possuem valores iguais os pesos dos componentes são todos iguais a um. Com isso, a relação entre a entrada e a saída do circuito se torna a mesma descrita pela Equação 4.7.

4.2.4.2 PID em série

Uma particularidade do controlador *PID* do tipo série é que os parâmetros são dependentes uns dos outros. A Equação 4.11 expressa a função de transferência do controlador *PID* tipo série (KIONG et al., 1999).

$$G_s(s) = K_{cs} \left(1 + \frac{1}{sT_{is}} \right) (1 + sT_{ds}) \quad (4.11)$$

Onde:

- K_{cs} - ganho do controlador com estrutura em série;
- T_{is} - constante de tempo do integrador da estrutura em série;
- T_{ds} - constante de tempo do derivador da estrutura em série.

Percebe-se da Equação 4.11 que o controlador *PID* série é considerado com uma conexão dos controladores PD e PI em série. A principal vantagem do uso desse controlador é o baixo custo pois necessita de menos amplificadores. A Figura 23 mostra o diagrama de blocos de um controlador *PID* do tipo série.

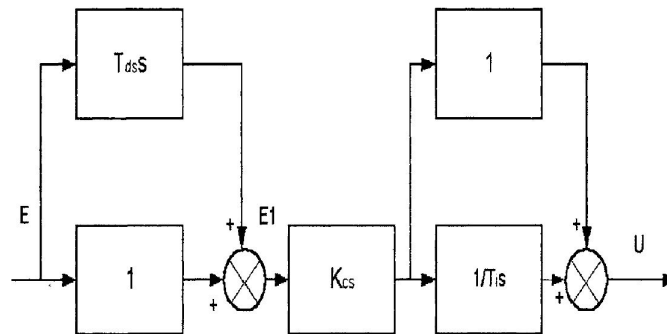


Figura 23 – Estrutura do controlador PID em série. Fonte: Kiong et al. (1999).

Para implementar o controlador mostrado na Figura 23 necessita apenas um amplificador operacional. A figura 24 mostra o circuito eletrônico que implementa o controlador da figura 23.

O circuito da Figura 24 mostra o esquemático do controlador PID tipo série utilizando um amplificador operacional na configuração amplificador inversor. A Equação 4.12 apresenta a relação entre os componentes do circuito e os parâmetros do controlador.

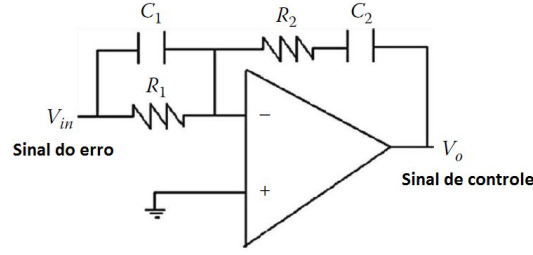


Figura 24 – Circuito eletrônico do controlador PID em série. Fonte: adaptado de [Wilamowski e Irwin \(2011\)](#).

$$\begin{aligned} K_{cs} &= \frac{R_2}{R_1} \\ T_{is} &= R_1 C_1 \\ T_{ds} &= R_2 C_2 \end{aligned} \quad (4.12)$$

4.2.4.3 Conversão de estruturas PID

A partir do conjunto de Equações 4.12 observa-se que alterar o valor de um dos componentes altera todos os parâmetros do controlador. Mostrando a codependência dos parâmetros. Entretanto, é possível converter os parâmetros do tipo série para o tipo paralelo. Para efetuar essa conversão usam-se o conjunto de Equações ([KIONG et al., 1999](#)):

$$\begin{aligned} K_{cp} &= K_{cs} \frac{T_{is} + T_{ds}}{T_{is}} \\ T_{ip} &= T_{is} + T_{ds} \\ T_{dp} &= \frac{T_{is} T_{ds}}{T_{is} + T_{ds}} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Já para a conversão dos parâmetros do tipo paralelo para o tipo série não pode ser feita diretamente. Mostrando que o tipo paralelo é mais geral que o tipo série. Para que a conversão seja possível o valor do tempo de integral tem que ser maior que quatro vezes o tempo de derivada ($T_{ip} > 4T_{dp}$). O conjunto de Equações 4.14 mostra as expressões para converter os parâmetros do tipo paralelo para o tipo série.

$$\begin{aligned} K_{cs} &= \frac{K_{cp}}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4T_{dp}}{T_{ip}}} \right) \\ T_{is} &= \frac{T_{ip}}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4T_{dp}}{T_{ip}}} \right) \\ T_{ds} &= \frac{T_{ip}}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4T_{dp}}{T_{ip}}} \right) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Não existe nenhuma escolha rigorosa da estrutura série ou paralelo, a escolha fica dependente do controlador *PID* disponibilizado pelo fabricante. Cabe ao engenheiro converter a estrutura adequada mediante uso das Equações 4.13 e 4.14.

A seguir apresentam-se as diferentes metodologias de ajuste a serem implementadas nas estruturas série ou paralela do controlador *PID*.

4.3 Técnicas de Ajuste

As técnicas de sintonia aplicadas ao controlador *PID* restringe-se na escolha dos parâmetros desse controlador para o melhor desempenho deste. Para tal usam-se sistemas de malha aberta ou fechada (WOLFGANG, 2005).

Nos métodos de malha fechada o sistema é submetido a testes de malha fechada para que os parâmetros do controlador sejam extraídos. Entre esses testes os mais comuns são: O método de tentativa e erro, o método de Ziegler-Nichols para malha fechada, o método de Tyreus-Luyben, os métodos utilizando algoritmos de busca (algoritmo genético e colônia de formigas) e os métodos baseados na integral do erro: IAE (Integral of Absolute Error), ISE (Integral of Square Error), ITAE (Integral of Absolute Error multiplied by Time), ITSE (Integral of Square Error multiplied by Time). As funções da integral do erro no tempo representam uma medida de energia que é geralmente utilizada para determinar a relação entre sinal e ruído em processos de comunicação de sistemas. E a maioria dos métodos desenvolvidos utilizando inteligência artificial são feitos utilizando testes de malha fechada.

Já os métodos de ajuste de malha aberta são feitos com o controlador no modo manual. Esses métodos são mais conhecidos por métodos de ajuste por curva de reação. Sendo que, com os dados extraídos da curva de resposta é que são calculados os parâmetros do controlador *PID* (WOLFGANG, 2005). Destes métodos destacam-se o de Ziegler-Nichols e o de Cohen-Coon.

Para este trabalho foram escolhidos três métodos de ajuste com testes de malha fechada: os métodos de tentativa e erro, e os métodos de busca com o algoritmo genético e com o algoritmo colônia de formigas. E dois métodos de ajuste através da curva de reação: O método de Ziegler-Nichols e o método de Cohen-Coon.

4.3.1 Técnica de ajuste por tentativa e erro

O método de ajuste por tentativa e erro é feito inspecionando a saída do processo ou simulação deste a medida que os parâmetros são alterados. Daí a importância do entendimento do funcionamento do controlador e o que cada parâmetro representa. A seleção dos parâmetros se resume a duas características: velocidade e estabilidade. Velocidade em atingir o resultado final e estabilidade durante o período de transição. Cada um dos parâmetros tem sua influência sobre esses dois aspectos. Geralmente, o primeiro parâmetro a ser escolhido é o ganho proporcional, seguido do tempo de integral e por fim o tempo de derivada (KIONG et al., 1999).

Nessa técnica o ganho proporcional deve ser aumentado de forma a diminuir o tempo de subida do sistema e o erro estacionário, sem que o sistema se torne instável.

Após escolher o ganho proporcional o próximo parâmetro a ser variado é o tempo integral. Sua variação é feita pra achar o seu menor valor. Sendo que, quanto menor o valor, mais rápido é a resposta do sistema, porém, será menos amortecida. E com um valor muito grande o sistema se torna muito lento. A Figura 25 mostra o efeito de um tempo integral muito grande num controlador *PID*. Da Figura 25 constata-se que quanto maior for o tempo integral maior será o tempo de acomodação

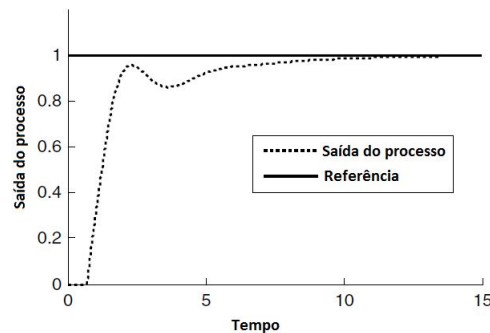


Figura 25 – Resposta ao degrau de um sistema de malha fechada com um tempo integral excessivo. Fonte: adaptado de Sung, Lee e Lee (2009).

Após escolher o valor do tempo integral, resta escolher o tempo de derivada. A alteração do tempo de derivada leva o sistema a ser tornar mais rápido e mais estável. Porém, existe um limite até onde este parâmetro beneficia o sistema. A partir de certo ponto, qualquer variação de alta frequência do sistema é altamente amplificada caso esse parâmetro esteja muito alto. A resposta do sistema com um controlador *PID* cujo tempo de derivada é excessivo mostra-se na Figura 26 (SUNG; LEE; LEE, 2009).

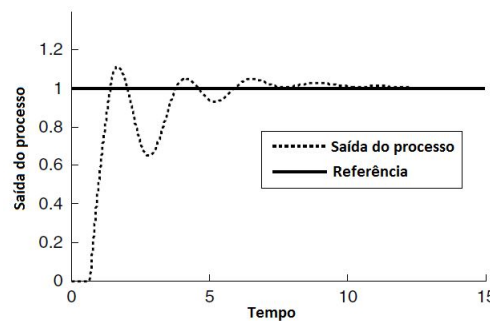


Figura 26 – Resposta ao degrau de um sistema de malha fechada com a constante de tempo derivativo grande. Fonte: adaptado de Sung, Lee e Lee (2009).

Na Figura 26 percebe-se a oscilação que perdura até um pouco depois de atingir o estado estacionário o que caracteriza o aumento excessivo do tempo de derivada.

Portanto, a escolha dos parâmetros mais adequados pelo método de tentativa erro está diretamente relacionado ao conhecimento do operador com a teoria que envolve controlador-planta. O problema é quando o sistema é sensível a pequenas variações nos parâmetros. Nesse caso, esse método se torna ineficiente, muito demorado e os resultados, provavelmente, não serão ótimos. Para superar as deficiências deste método, foi proposto o método de ajuste de Ziegler-Nichols, que apresenta-se a seguir.

4.3.2 Técnica de ajuste de Ziegler-Nichols

Em 1941, um método conjunto derivado do conhecimento de sistemas de controle do engenheiro Ziegler e da modelagem matemática de Nichols, resultou no conhecido método de Ziegler-Nichols para seleção e ajustes de parâmetros do controlador *PID*. Esse método utiliza a curva de reação do sistema, que é a resposta do sistema em malha aberta ao degrau (SUNG; LEE; LEE, 2009).

Com o método de resposta ao degrau o controlador é colocado no modo manual e o sistema em malha aberta. Então através da resposta do sistema são extraídos parâmetros que serão usados para definir os valores dos parâmetros do controlador *PID*. A Figura 27 mostra quais parâmetros são observados na resposta do sistema, onde:

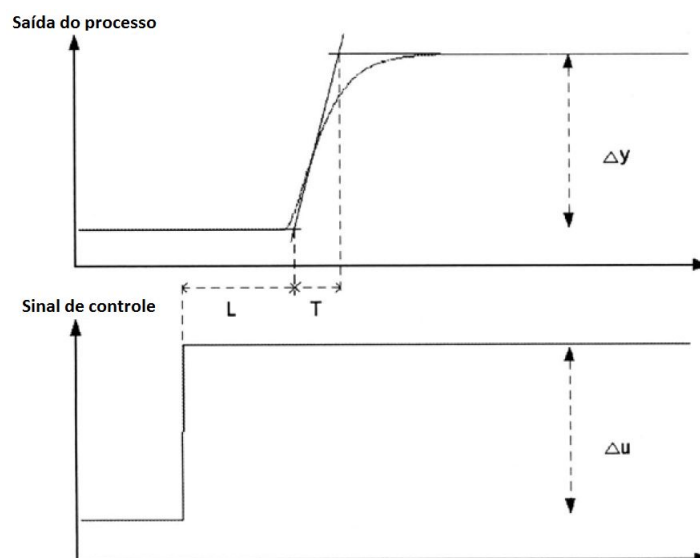


Figura 27 – Método de resposta ao degrau de Ziegler-Nichols. Fonte: adaptado de Kiong et al. (1999).

- L - constante de tempo morto;
- T - constante de tempo;
- Δu - sinal de controle;
- Δy - sinal de resposta;

Para obter os parâmetros listados na Figura 27 as seguintes ações devem ser tomadas. Localizar o ponto da curva, durante o estado transitório, onde a inclinação é maior. Ou seja, o ponto onde a derivada da função de resposta ao degrau é igual a zero, chamado de ponto de inflexão. A partir daí é traçada uma reta tangente a esse ponto e a partir dessa reta são extraídos dois parâmetros. A constante de tempo morto (L) que é o tempo que leva entre a variação da entrada e o ponto onde a tangente toca a função de resposta.

A partir desse ponto, onde a reta tangente corta o eixo das ordenadas, é determinado outro parâmetro. O parâmetro de tempo dominante (T), a distância entre o cruzamento da tangente com o eixo do tempo até a o tempo em que a reta tangente atinge o valor máximo da função de resposta. Para simplificar a relação entre a constante de tempo morto e a constante de tempo obtêm-se o tempo morto normalizado expresso pela Equação 4.15 (KIONG et al., 1999).

$$\Theta = \frac{L}{T} \quad (4.15)$$

O outro parâmetro é o ganho estático que é a razão entre a variação das abscissas da função de resposta Δy e do sinal de controle Δu , que é a função degrau. A Equação do ganho estático é dada pela relação:

$$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u} \quad (4.16)$$

Após a obtenção desses parâmetros basta realizar os cálculos descritos na Tabela 2 de acordo com a estrutura do controlador, se é série ou paralela. A Tabela 2 mostra os cálculos necessários para a obtenção dos parâmetros do controlador *PID*.

Tabela 2 – Parâmetros do controlador *PID* de acordo com o método de Ziegler-Nichols.
Fonte: adaptado de Kiong et al. (1999).

Parâmetro	K	T_i	T_d
P	$\frac{1}{K_p \Theta}$	-	-
PI	$\frac{0.9}{K_p \Theta}$	$3L$	-
PID - paralelo	$\frac{1.2}{K_p \Theta}$	$2L$	$L/2$
PID - série	$\frac{0.6}{K_p \Theta}$	L	L

A principal vantagem do método de Ziegler-Nichols está em sua simplicidade pois basta saber identificar os parâmetros a partir da resposta do sistema ao degrau. Por outro lado a sua desvantagem é que o ajuste é sensível a mudanças no processo, seja através

de mudanças de carga ou por perturbações externas. Esse problema pode ser minimizado com uma função degrau com grande magnitude para que a relação de sinal/ruído do sistema seja otimizada (KIONG et al., 1999).

Outro método um pouco mais moderno que também utiliza dos mesmos parâmetros da curva de reação para ajustar o controlador *PID* é o método Cohen-Coon que apresenta-se a seguir.

4.3.3 Técnica de ajuste de Cohen-Coon

O método de Cohen e Coon foi desenvolvido em 1953. É um método que é baseado no método do Ziegler-Nichols (JOHNSON; MORADI, 2005). O experimento feito por Cohen-Coon é o mesmo e exhibe o mesmo procedimento do experimento conduzido por Ziegler-Nichols. Portanto, os parâmetros extraídos da resposta ao degrau são os mesmos o que muda são as relações para obter os parâmetros de ajuste. Assim, Cohen-Coon desenvolveram relações somente para o controlador *PID* do tipo paralelo, porém, é possível transforma-los em parâmetros para o tipo série (KIONG et al., 1999). A Tabela 3 apresenta as equações para obtenção dos parâmetros do controlador segundo a presente metodologia.

Tabela 3 – Parâmetros do controlador *PID* de acordo com o método de Cohen-Coon. Fonte: adaptado de Kiong et al. (1999).

Parâmetro	K	T_i	T_d
P	$\frac{1}{K_p} (0.35 + \frac{1}{\Theta})$	-	-
PI	$\frac{1}{K_p} (0.083 + \frac{0.9}{\Theta})$	$\frac{3.3+0.31\Theta}{1+2.2\Theta} L$	-
PD	$\frac{1}{K_p} (0.16 + \frac{1.24}{\Theta})$	-	$\frac{0.27-0.088\Theta}{1+0.13\Theta} L$
PID	$\frac{1}{K_p} (0.25 + \frac{1.35}{\Theta})$	$\frac{2.5+0.46\Theta}{1+0.61\Theta} L$	$\frac{0.37}{1+0.19\Theta} L$

A principal diferença entre o método de Cohen-Coon e o método de Ziegler-Nichols está no ajuste dos tempos integral e de derivada. Onde, no método de Ziegler-Nichols apenas o tempo morto é levado em consideração para a determinação desses parâmetros, enquanto no método de Cohen-Coon a constante de tempo também é levada em consideração (KIONG et al., 1999). Portanto, para processos onde há grandes diferenças entre o tempo morto e a constante de tempo é de se esperar que o método de Cohen-Coon funcione melhor que o método de Ziegler-Nichols (O'DWYER, 2009).

4.3.4 Técnica de ajuste com algoritmo genético

Segundo (ZHANG et al., 2009), os algoritmos genéticos foram conceituados pela primeira vez por John Henry Holland no início dos anos 70. São algoritmos de busca que se baseia em mecanismos que envolve a teoria da evolução de Charles Darwin. Um processo onde os indivíduos mais fortes sobrevivem as adversidades de um ambiente competitivo.

A presunção inicial é que uma potencial solução para um determinado problema é considerada como um indivíduo que pode ser representado por um conjunto de parâmetros (PEREIRA; PINTO, 2005).

Um algoritmo genético utiliza três princípios de operação: seleção, cruzamento e mutação. A Figura 28 mostra o fluxograma que descreve o funcionamento do algoritmo genético.

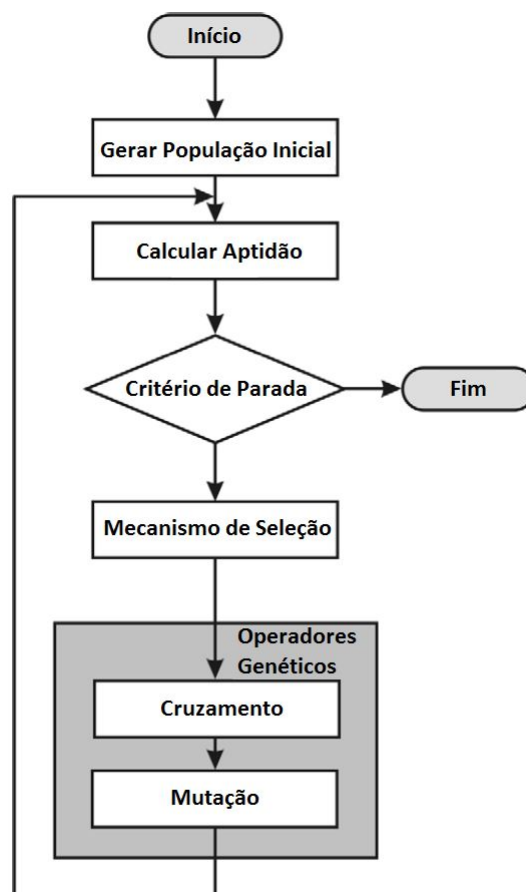


Figura 28 – Fluxograma do algoritmo genético. Fonte: adaptado de Pereira e Pinto (2005).

O algoritmo começa gerando uma população inicial de cromossomos de maneira aleatória. Sendo que, os cromossomos são possíveis soluções para o problema. Em seguida, cada indivíduo, ou cromossomo, da população tem seu valor de aptidão calculado. A aptidão é avaliada de acordo com uma função de custo determinada para o problema. Então, com base na aptidão, os cromossomos passam por um processo de seleção. Assim, após selecionar os indivíduos considerados pertinentes na solução do problema, são apli-

cados os operadores genéticos cruzamento e mutação para gerar a próxima população, sendo que, a nova geração de indivíduos pode conter indivíduos da população passada, dependendo da porcentagem de cruzamento e do critério de seleção. A influência de cada operador genético é determinada pelo usuário através de uma porcentagem, ou seja, o usuário determina a porcentagem dos indivíduos que irão se reproduzir e as chances de um indivíduo sofrer uma mutação. O cruzamento é um operador que simula a reprodução de dois indivíduos da população. O operador recombina subpartes dos indivíduos visando um descendente com as melhores características dos pais. Já a mutação simula o ambiente em que o indivíduo vive, introduzindo aleatoriedade na subparte do indivíduo, com isso, a população de indivíduos vai evoluindo até que um deles tenha a aptidão necessária para o problema ou até que outro critério de parada seja atingido (IBA; HASEGAWA; PAUL, 2009).

Conhecendo os passos do algoritmo basta determinar as porcentagens de cruzamento e mutação, o critério de seleção dos indivíduos e a função de custo. Existem várias estratégias para determinar qual indivíduo será selecionado. As principais metodologias de seleção são listadas a seguir.

- Método de seleção roleta russa. Este método a seleção é feito através de uma probabilidade que é proporcional ao valor de aptidão do indivíduo. É como uma roleta russa ponderada de acordo com o valor de aptidão dos indivíduos da população. Ou seja, as larguras dos setores são proporcionais a aptidão do indivíduo correspondente.
- Método de seleção ganancioso. Esse método é utilizado quando a população é grande, com 1000 ou mais indivíduos. Nesse método, assim como os outros, os indivíduos são selecionados de acordo com sua aptidão. Para realizar a seleção a população é dividida em dois grupos de acordo com sua classificação de aptidão. Onde, geralmente, o primeiro com os primeiros 20% mais aptos e os 80% restante no segundo grupo. E a partir daí, é estipulada uma probabilidade de seleção entre os grupos, geralmente, 50% de chance de seleção para os dois grupos (IBA; HASEGAWA; PAUL, 2009).
- Método de seleção de classificação. Nesse método os indivíduos são classificados de acordo com uma função (linear, não-linear, exponencial) e então é estipulado uma porcentagem do grupo que será selecionado de acordo com sua posição na classificação. Sendo que, a classificação é feita de acordo com os valores de aptidão dos indivíduos.
- Método de seleção de truncamento. Esse método é semelhante ao método de classificação uniforme. Nesse a população é classificada de acordo com a aptidão dos indivíduos e então uma fração da população é escolhida e é definido um número de posições e os indivíduos correspondentes são selecionados.

- Método de seleção de torneio. Nesse método uma parte da população é selecionada de maneira aleatória criando um grupo de indivíduos. E a partir desse grupo, os melhores são selecionados. Esse processo é repetido até que o número de indivíduos corresponda ao tamanho da população original.
- Estratégia de seleção elitista. Esse método é um pouco diferente dos demais. Nesse caso os indivíduos são classificados e através da classificação é selecionado um ou mais indivíduos. E, após a seleção, os indivíduos escolhidos são clonados ou retirados para a próxima geração. Ou seja, não são aplicados os operadores genéticos nesses indivíduos. Esse método geralmente é usado em conjunto com outro método de seleção. Isso permite que o sucesso da próxima geração, dependendo da função de custo, seja tão boa quanto a geração atual.

Na aplicação do algoritmo genético as principais funções de custo utilizadas são funções que calculam a energia do erro. Calculando a diferença entre a integral da curva de referência versus a curva de resposta do processo.

4.3.5 Técnica de ajuste com algoritmo colônia de formigas

O algoritmo de otimização colônia de formigas é um algoritmo evolutivo baseado em uma representação gráfica. Foi proposto pela primeira vez em 1992 na tese de doutorado de Marco Dorigo. O algoritmo modela o comportamento de um conjunto de formigas na busca por alimento visando o melhor caminho ([ÜNAL et al., 2013](#)).

As formigas escolhem caminhos aleatórios na busca por comida. Elas liberam um feromônio no caminho como forma de comunicação. Como a velocidade média das formigas é a mesma e a quantidade média de feromônio produzido também. Os caminhos mais rápidos, descobertos de forma aleatória, são preferidos pelas formigas subsequentes pois o cheiro do feromônio será mais forte. Sendo que, o feromônio possui uma taxa de evaporação o que facilita ainda mais para as formigas identificarem o melhor caminho. Nesse caso as formigas funcionam como agentes inteligentes trabalhando de forma paralela.

Para simular o método de busca das formigas foram criadas as formigas virtuais. Esses agentes compartilham algumas características com as formigas reais, tais como: a comunicação entre as formigas é feita através dos feromônios; as formigas dão preferência ao caminho com mais feromônio; o caminho mais rápido aumenta o nível de feromônio. Para ajudar na codificação e melhorar o rendimento do algoritmo algumas características são adicionadas as formigas artificiais, sendo elas: as formigas vivem num ambiente onde o tempo é discreto; as formigas artificiais não são completamente cegas e podem acessar detalhes sobre o problema; as formigas artificiais possuem uma quantidade de memória e podem reter informações para resolver os problemas.

Cada formiga recebe um nó inicial e então começa seu caminho e a medida que o feromônio armazenado vai acabando, até chegar na metade, a formiga retorna para o nó inicial. Na Figura 29 apresenta-se uma representação gráfica do algoritmo colônia de formigas na busca dos parâmetros ótimos do controlador *PID*.

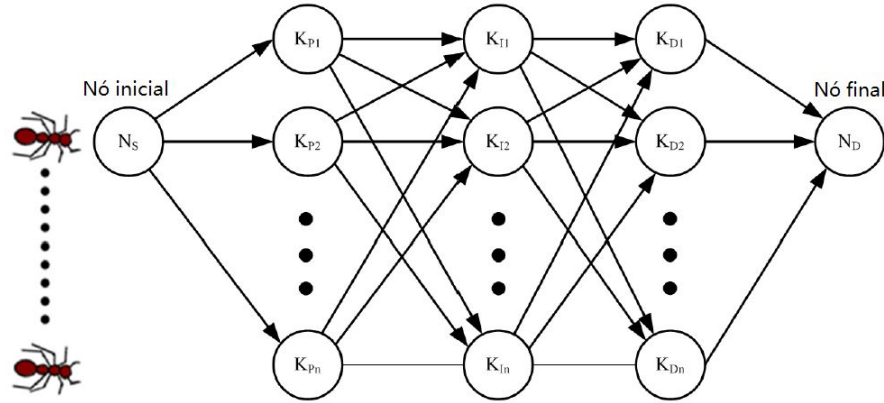


Figura 29 – Representação gráfica do algoritmo colônia de formigas no processo de otimização dos parâmetros de um controlador *PID*. Fonte: adaptado de Ünal et al. (2013).

Para que as formigas trabalhem de forma simultânea, as mesmas não podem alterar a estrutura global dos dados, estrutura que contém a quantidade de feromônio e os caminhos selecionados. No início um nó é atribuído a cada formiga, podendo ser o mesmo para todas, e durante a execução do algoritmo os dados dos nós atuais não podem interferir na estrutura global. Para explicar melhor o funcionamento do algoritmo aplicado ao ajuste do controlador PID a Figura 30 mostra o fluxograma do algoritmo colônia de formigas.

A partir do fluxograma da Figura 30 e segundo Ünal et al. (2013), o algoritmo de otimização colônia de formigas funciona da seguinte forma: Após a seleção dos parâmetros do algoritmo (número de formigas, número de expedições, quantidade de feromônio e taxa de evaporação), um número igual de feromônio é atribuído para os caminhos possíveis e armazenado numa tabela. Portanto, a primeira formiga a escolher um caminho escolhe de forma aleatória pois os caminhos possuem uma quantidade igual de feromônio. No final da expedição, a simulação foi executada com os parâmetros do controlador PID encontrados e os valores de feromônios nos caminhos escolhidos pelas formigas serão atualizados na matriz de feromônios de acordo com o valor da função de custo calculado através do erro entre a saída do processo e o sinal de referência. Então, para a próxima formiga a matriz de feromônios é atualizada pela multiplicação de um número aleatório para que o mesmo caminho não seja escolhido. Portanto, as formigas tentam rastrear o nó de referência por um caminho diferente com valores diferentes para os parâmetros do controlador *PID*. Após quatro formigas realizarem os caminhos no melhor caminho, com o menor valor de aptidão, o valor de feromônio aumentou enquanto no pior caminho diminuiu assim como

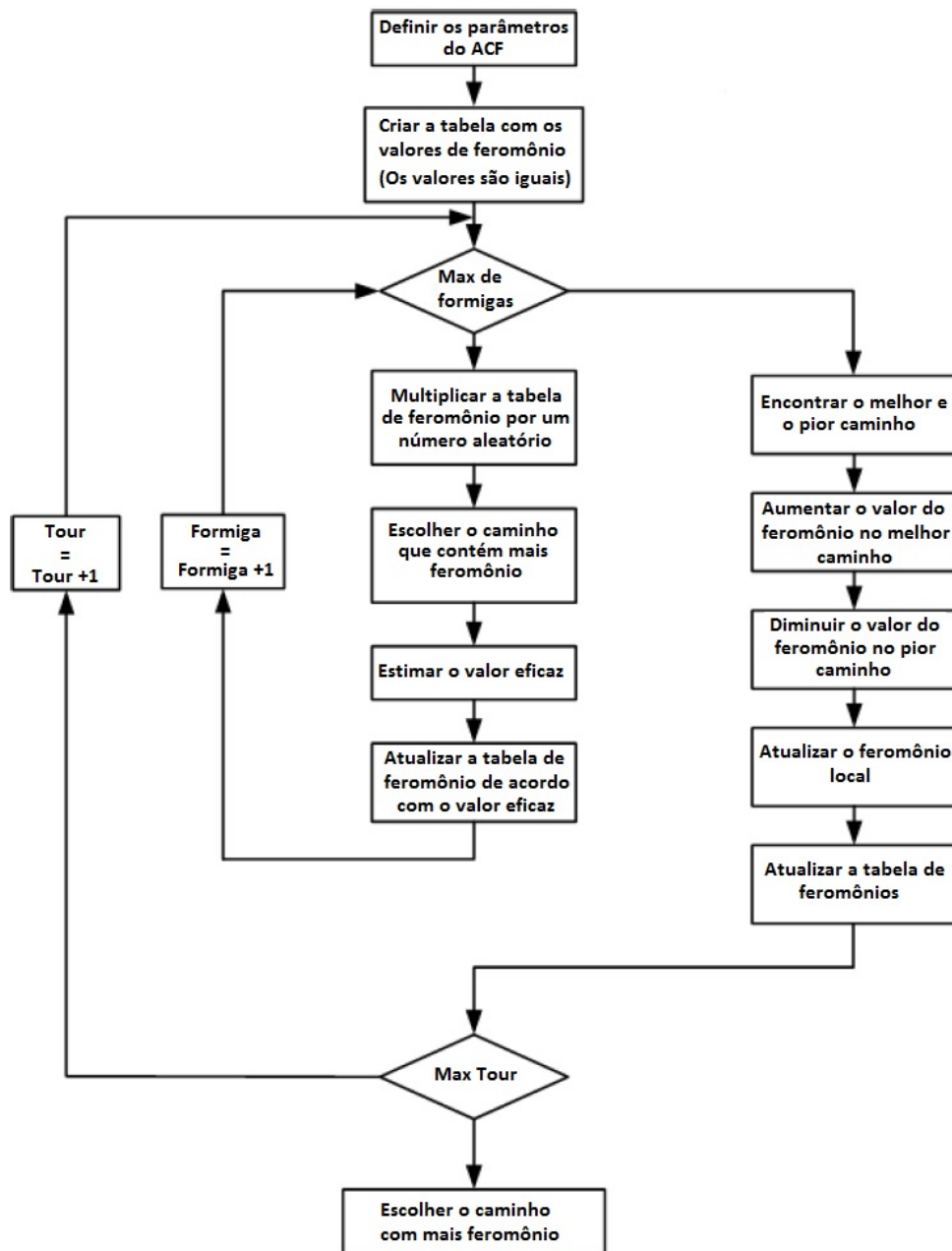


Figura 30 – Fluxograma do algoritmo de otimização colônia de formigas. Fonte: adaptado de Ünal et al. (2013).

nos restantes devido a taxa de evaporação do feromônio. Quando o número máximo de expedições é completo, a estrada que possui o maior valor de feromônio estará na tabela de feromônios. Então, a partir dela, são selecionados os coeficientes do controlador PID encerrando o algoritmo de otimização.

4.4 Conclusão

Uma das premissas para o bom funcionamento dos controladores *PID* é a seleção dos seus parâmetros. No presente capítulo, apresentam-se os tipos de controladores *PID* e suas principais estruturas básicas paralela e série. Foram apresentadas igualmente as implementações eletrônicas dessas estruturas do controlador.

Por fim, foram apresentadas as cinco metodologias para sintonia de controladores *PID* que serão utilizadas nesse trabalho nomeadamente: tentativa e erro, Ziegler-Nichols, Cohen-Coon, algoritmos genético e colônia de formigas.

No próximo capítulo, as cinco metodologias de ajustes serão implementadas nos controladores *PID* e os resultados dos seus desempenhos comparados.

5 Resultados e discussões

Nesse capítulo são apresentados os resultados dos cinco métodos de ajuste de controlador *PID* bem como os resultados dos algoritmos de otimização utilizados para encontrar os parâmetros do controlador *PID*, que são aplicados ao controle de velocidade de um motor CC sem escovas. Por fim, apresentam-se os resultados comparativos dos desempenhos dos métodos e elege-se o melhor método em termos de tempo de subida, acomodação e da integral do erro quadrático.

5.1 Introdução

Em cada tópico, será apresentado o gráfico da resposta do sistema em malha fechada ao degrau e uma tabela com os valores da análise de transiente, sendo eles, o tempo de subida (t_r), o instante de pico (t_p), a porcentagem de sobressinal (M_p) e o tempo de acomodação (t_s). Além disso, será adicionado na tabela a integral do erro quadrático (ISE - integral square error) entre a função degrau e a resposta do sistema em malha fechada. A Equação 5.1 apresenta a função de ISE.

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (5.1)$$

Onde $e(t)$ é a função do erro no tempo que representa a diferença entre a entrada do sistema de controle e a saída do sistema de controle.

Para realizar a simulação, alguns dos parâmetros necessários para função de transferência do motor CC foram extraídos da referência Tsai et al. (2011). Foi o valor da indutância que foi aumentado para que a resposta do motor apresente um tempo morto mais significativo, isto é, aumentando o tempo de carregamento das bobinas. A Tabela 4 mostra os parâmetros utilizados na função de transferência do motor CC sem escovas.

Tabela 4 – Valores dos parâmetros da função de transferência do motor CC sem escovas.
Fonte: adaptado de (TSAI et al., 2011)

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Resistência	R	2.875	Ohms
Indutância*	L*	2.7*	H
Força contraeletromotriz	k_e	0.0042	V/rad/s
Constante de torque	k_t	0.0042	Nm/A
Atrito viscoso	B	0.000089	Nm/(rad/s)
Inércia do rotor	J	0.0005	t kgm^2
Numero de polos	P	4	polos

A substituição destes valores na função de transferência que representa a planta do motor CC sem escovas é representada pela Equação 5.2.

$$G_m(s) = \frac{4.2}{2.7s^2 + 3.36s + 0.53} \quad (5.2)$$

Assim, a função de transferência do sistema de controle em malha fechada será a combinação em realimentação negativa do sinal com a função de transferência do controlador *PID*. A Figura 31 mostra como fica a estrutura do sistema de controle.

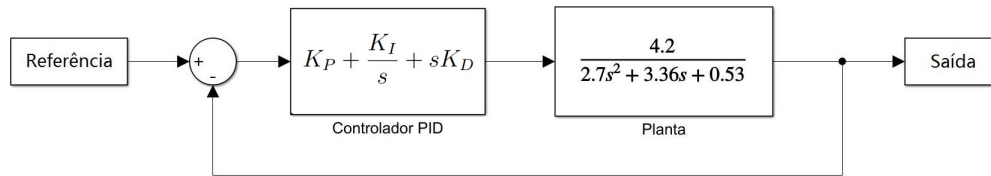


Figura 31 – Diagrama de blocos do sistema de controle, do controlador e da planta.

Portanto, a função de transferência do sistema de controle irá mudar de acordo com os parâmetros escolhidos para o controlador *PID*, segundo o método usado. A próxima seção apresenta os resultados obtidos no método de tentativa e erro.

5.2 Método de tentativa e erro

Para ajustar o controlador PID através do método de tentativa e erro as seguintes ações devem ser tomadas. Variar o valor do parâmetro do controlador proporcional, mantendo os outros parâmetros próximos a zero, e então os efeitos da variação são analisados. Em seguida, o próximo parâmetro a ser variado é o parâmetro correspondente ao controlador integral, mantendo o parâmetro do controlador derivada igual a zero. Finalmente o parâmetro do controlador derivada é ajustado.

A função da Equação 5.1 foi utilizada como função de custo. Isto é, os parâmetros escolhidos são os que resultam no menor valor da integral do erro quadrático. A Figura 32 mostra os resultados da variação do controlador proporcional de um a dez.

Nesse caso, observa-se da Figura 32 que, à medida que o ganho proporcional aumenta, o erro estático diminui porém o sobressinal aumenta. Sendo que, o melhor valor para o parâmetro K_P que resultou no menor erro, segundo a Equação 5.1, foi $K_P = 10$ com um erro de 0.4334.

A próxima configuração implementada foi o PI com o ganho encontrado anteriormente. Então o parâmetro a ser variado é o K_I . O parâmetro foi variado de um a cinco e a Figura 33 mostra os resultados inerentes a essa variação.

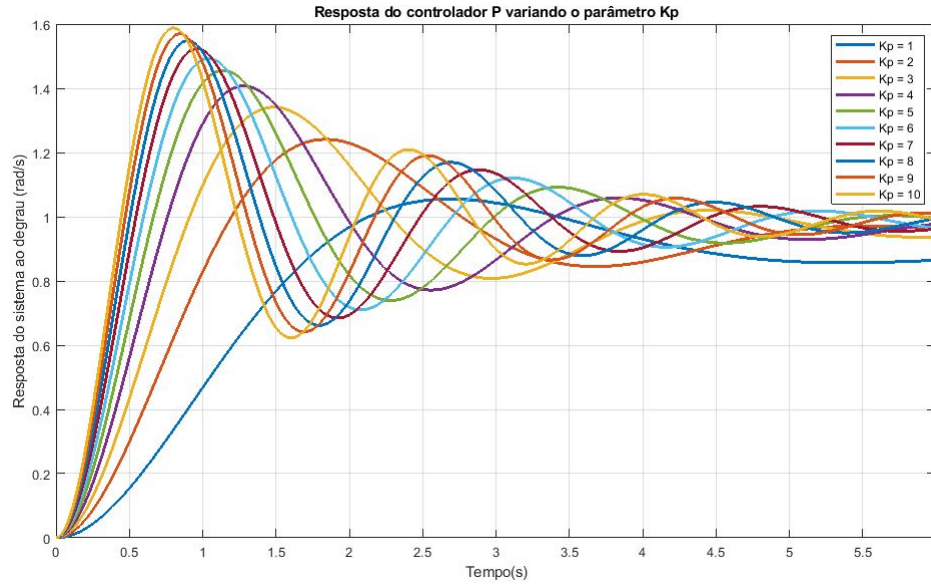


Figura 32 – Respostas ao degrau da variação de um a dez do ganho K_P do controlador proporcional.

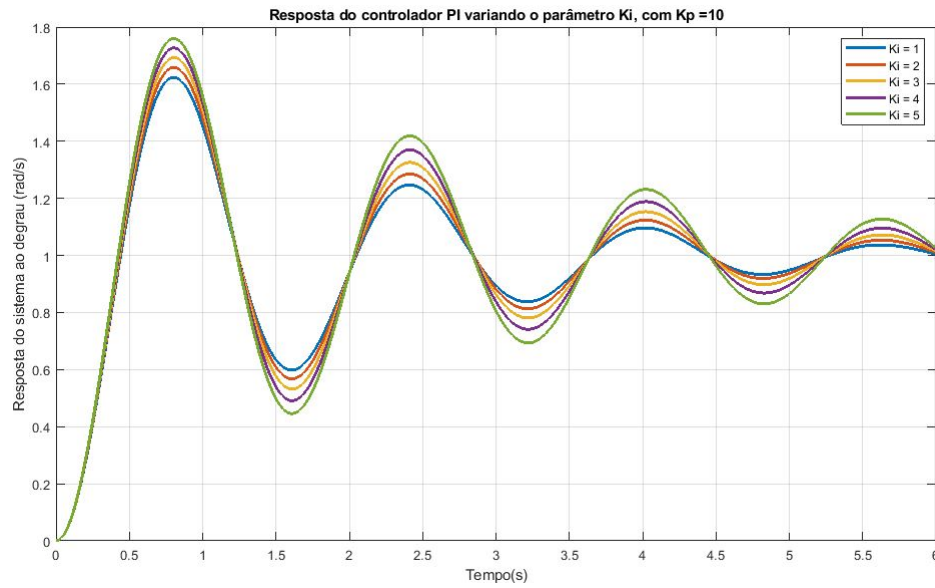


Figura 33 – Respostas ao degrau da variação de um a cinco do parâmetro K_I do controlador PI com o ganho $K_P = 10$.

Observa-se na Figura 33 que ao aumentar o valor do parâmetro K_I aumenta tanto o sobressinal quanto o tempo de acomodação, porém, a ação integral do controlador acabou com o erro estático. Para esse parâmetro, o melhor valor foi $K_I = 1$, o que gerou um erro de 0.4694. Nota-se que o erro aumentou apesar de não ter mais erro estático.

A Figura 34 mostra as respostas em função da variação do parâmetro K_D de um a cinco e com razão incremental de um, com os parâmetros $K_P = 10$ e $K_I = 1$.

Observa-se na Figura 34 que a inclusão da ação derivada melhorou todos os aspec-

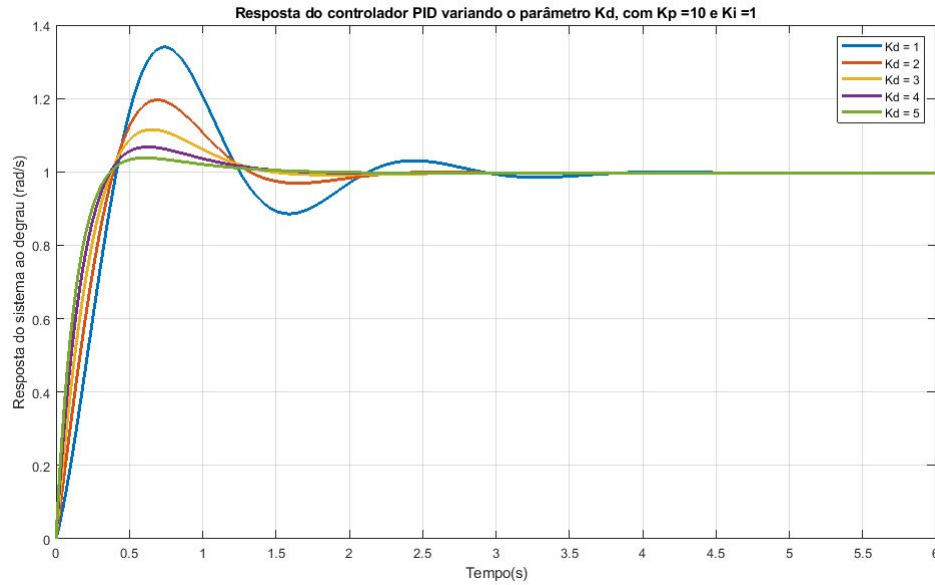


Figura 34 – Respostas ao degrau para a variação de um a cinco do parâmetro K_D do controlador PID com $K_P = 10$ e $K_I = 1$.

tos da resposta ao degrau. Diminuiu o tempo de acomodação, juntamente com o tempo de subida e reduziu o sobressinal. Nesse caso o menor erro é de 0.061 e verificou-se para o parâmetro $K_D = 5$. A Tabela 5 apresenta as características finais dos parâmetros do controlador PID e das características do sinal resposta ao degrau.

Tabela 5 – Valores dos parâmetro do controlador e da resposta ao degrau obtidos através do método de tentativa e erro.

K_P	K_I	K_D	$t_r(s)$	$t_s(s)$	$t_p(s)$	$M_p(\%)$	ISE
10	1	5	0.233	1.011	0.604	3.808	0.061

5.3 Método de Ziegler-Nichols

Para implementar o método de ajuste de Ziegler-Nichols, é necessário extrair os parâmetros da curva de reação. Os parâmetros são extraídos a partir de uma reta tangente a curva que é traçada no ponto de inflexão. Esses parâmetros são encontrados no cruzamento da reta com o eixo x e com o valor máximo da curva de reação, e através do estado final estacionário da curva de reação e da função degrau. A Figura 35 mostra a curva de reação do sistema em malha aberta com a reta tangente ao ponto de inflexão.

Da figura 35 obtêm-se o tempo morto é $L = 0.526s$ e a constante de tempo é $T = 7.809s$. Portanto a constante $\Theta = 0.067$ e o ganho estático $K_p = 7.931$. Assim, após calcular os valores de Θ e K_p , através das Equações 4.15 e 4.16 respectivamente, basta calcular os parâmetros do controlador PID através da tabela 2. A Figura 36 mostra o resultado do sistema de controle ajustado através do método de Ziegler-Nichols.

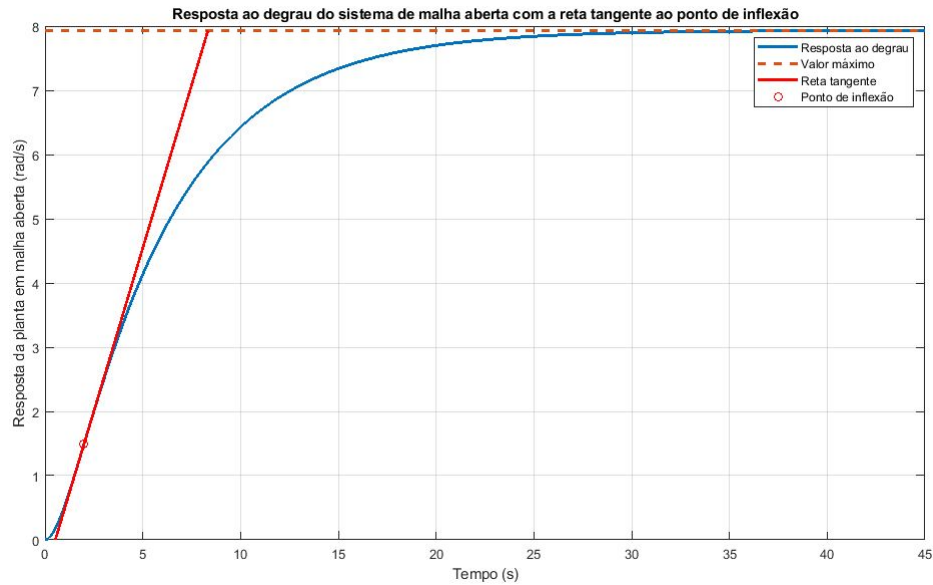


Figura 35 – Respostas ao degrau da planta em malha aberta.

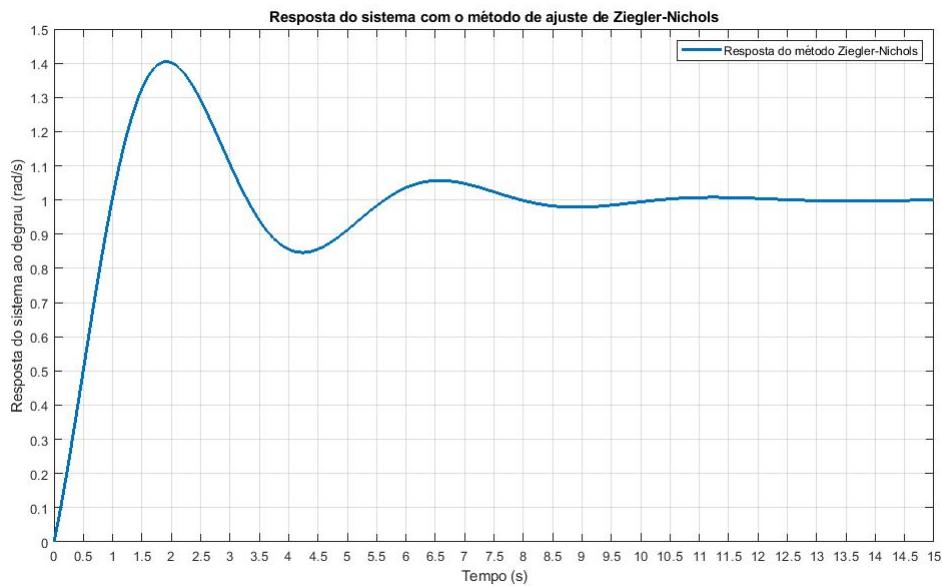


Figura 36 – Respostas ao degrau do sistema de controle com o controlador *PID* ajustado pelo método de ajuste de Ziegler-Nichols.

Observa-se na Figura 36 que, comparando com o resultado obtido no método de tentativa e erro, o sobressinal é maior e o tempo de acomodação igualmente. O que mostra que apesar da praticidade do método de Ziegler-Nichols, os resultados obtidos nem sempre são ótimos, isso depende igualmente da planta.

Para analisar o desempenho do sistema controlado na Tabela 6 constam os parâmetros do controlador, as características da resposta ao degrau do sistema de controle, e o valor de ISE.

Da Tabela 6 verifica-se que os parâmetros obtidos para o controlador *PID* são

Tabela 6 – Valores dos parâmetros do controlador PID e da resposta ao degrau do sistema obtidos através do método de Ziegler-Nichols.

K_P	K_I	K_D	$t_r(s)$	$t_s(s)$	$t_p(s)$	$M_p(\%)$	ISE
2.245	2.134	0.590	0.768	9.152	1.957	40.368	0.550

bem diferentes em relação aos parâmetros obtidos através do método de tentativa e erro. Todos os valores foram menores, ocasionando numa demanda menor do circuito do controlador. Porém, o resultado obtido possui um erro dez vezes maior, sem contar que todas as características da resposta ao transiente possuem um valor maior, mostrando que o desempenho foi pior.

5.4 Método de Cohen-Coon

Neste método, as informações extraídas da curva de reação são as mesmas usadas no método de Ziegler-Nichols. Muda apenas o cálculo dos coeficientes do controlador *PID*. A Figura 37 apresenta a resposta do sistema de controle à função degrau com os parâmetros do controlador *PID* calculado por este método de ajuste, enquanto que a Tabela 2 apresenta os cálculos necessários para obter os parâmetros.

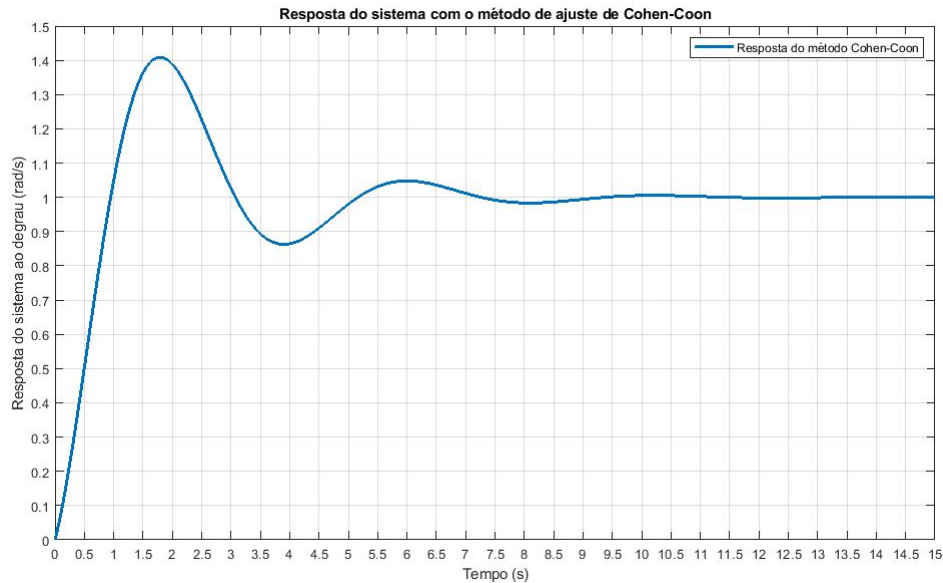


Figura 37 – Respostas ao degrau do sistema de controle com o método de ajuste de Cohen-Coon.

Da resposta do sistema na Figura 37 são obtidos os valores de transitório. A Tabela 7 apresenta os parâmetros do controlador *PID* através do método de Cohen-Coon, as características da análise de transiente e o valor da função do erro ISE.

Da Tabela 7, constata-se que os parâmetros do controlador PID, assim como a magnitude do erro ISE, não foram muito diferentes dos valores correspondentes obtidos

Tabela 7 – Valores dos parâmetros do controlador PID e da resposta ao degrau obtidos através do método de Cohen-Coon.

K_P	K_I	K_D	$t_r(s)$	$t_s(s)$	$t_p(s)$	$M_p(\%)$	ISE
2.557	2.000	0.491	0.724	6.833	1.818	40.860	0.534

no método de Ziegler-Nichols. Porém, ocorre uma mudança significativa no tempo de subida, mostrando uma melhoria no desempenho deste método em relação ao método de Ziegler-Nichols. Entretanto, o melhor método até agora continua sendo o método de tentativa e erro.

5.5 Método do algoritmo genético

Na metodologia de ajuste com o algoritmo genético foram usadas as configurações padrão do MATLAB alterando apenas a função de custo. Foram usadas quatro funções de custo, sendo que, foi estipulado arbitrariamente o valor de 50 para o tamanho da população e 100 para o número máximo de gerações. A primeira função de custo é dada pela Equação 5.1. A segunda função de custo utilizada é a função da integral do tempo vezes o erro quadrático (ITSE - integral of time multiplied square error), expressa na Equação 5.3.

$$ITSE = \int_0^{\infty} t |e^2(t)| dt \quad (5.3)$$

A terceira função de custo foi a função do integral do tempo vezes o erro absoluto (ITAE - integral of time multiplied absolute error). A Equação 5.4 descreve a terceira função de custo.

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (5.4)$$

A quarta e última função de custo é a função do valor eficaz (RMS - root mean square), dada pela Equação 5.5.

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e(t)^2 dt} \quad (5.5)$$

Além da função de custo, os limites inferiores e superiores da busca do algoritmo foram determinados através dos parâmetros obtidos nos métodos anteriores (tentativa e erro, Ziegler-Nichols e Cohen-Coon). Os limites são expandidos através de uma porcentagem de 50%, ou seja, no limite inferior, definido pelos menores parâmetros obtidos, os valores são reduzidos 50% do total. Já no limite superior, definido pelos maiores parâmetros obtidos, os valores são aumentados 50% do total.

A Figura 38 apresenta o gráfico contendo as respostas do sistema com as diferentes funções de custo. Observa-se na figura que o melhor desempenho corresponde a função de custo ITSE em laranja.

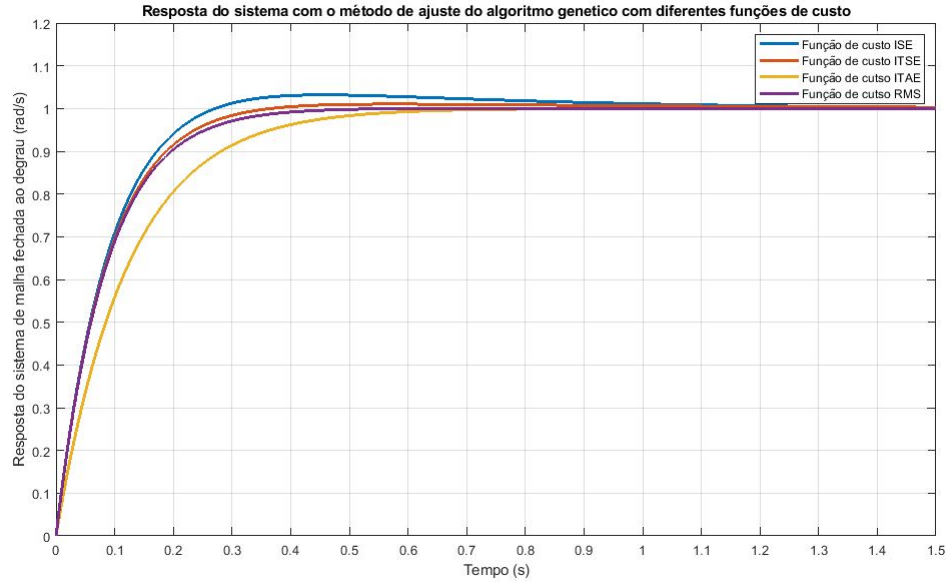


Figura 38 – Respostas do algoritmo genético para diferentes funções de custo.

Na Tabela 8 são apresentados os valores dos parâmetros dos controlador PID , assim como os parâmetros mais significativos da resposta transitória, bem como a magnitude do erro (última coluna), para as quatro funções de custo descritas pelas Equações (5.1), (5.3), (5.4) e (5.5).

Tabela 8 – Valores dos parâmetros do controlador PID e da resposta ao degrau obtidos através do método de algoritmos genético.

Resultado	K_P	K_I	K_D	$t_r(s)$	$t_s(s)$	$t_p(s)$	$M_p(\%)$	ISE
GA-ISE	15	1.561	7.5	0.163	0.753	0.454	3.184	0.0413
GA-ITSE	11.054	1.682	7.5	0.179	0.290	0.573	1.028	0.0422
GA-ITAE	6.54	1.032	5.258	0.268	0.477	1.289	0.002	0.0611
GA-RMS	9.4416	1.4877	7.5	0.1876	0.3311	0.5890	0	0.0428

Observa-se através da Tabela 8 que o menor erro é o obtido com a função de custo ISE, o que era de se esperar já que é a mesma função de avaliação, porém, com a função ITSE o sistema apresentou melhores características transitórias de tempo de acomodação e porcentagem de sobressinal.

A Figura 39 mostra a evolução do valor de aptidão do algoritmo genético com a função de custo ITSE. A variação do valor de custo ocasiona o surgimento de novas gerações.

Nota-se na Figura 39 que o valor de aptidão converge rapidamente, logo nas primeiras gerações. Logo após a décima primeira geração o valor já havia convergido. Então,

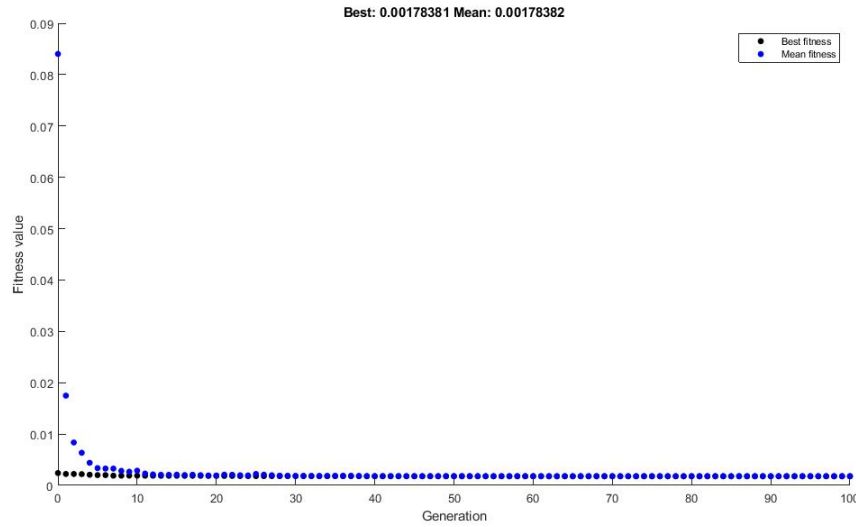


Figura 39 – Evolução do valor de aptidão do algoritmo genético com a função ITSE.

existem grandes chances de que os parâmetros encontrados para o controlador *PID* correspondam a um máximo global dentro do intervalo de busca e com relação a função de custo.

5.6 Método do algoritmo colônia de formigas

A condição necessária para execução do código do algoritmo colônia de formigas é criar o sistema no simulink. A Figura 40 a seguir mostra o diagrama de blocos do sistema planta e controlador no simulink.

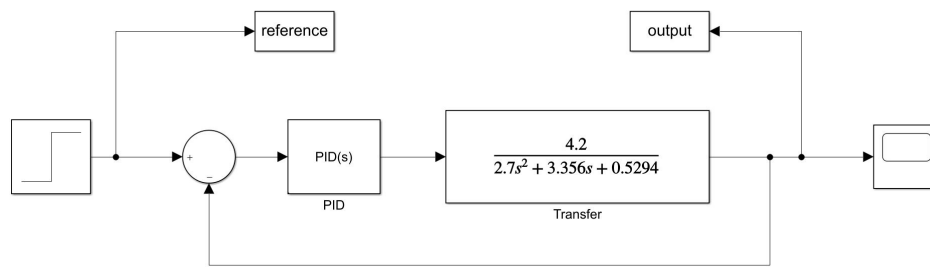


Figura 40 – Diagrama de blocos do sistema planta e controlador no simulink.

Os parâmetros do algoritmo: quantidade de feromônio, de taxa de evaporação, quantidade de formigas e numero de excursões são os mesmos valores utilizados em Ünal et al. (2013). A única alteração foi na função de custo. Foram feitas quatro simulações diferentes, uma para cada função de custo. As funções de custo utilizadas são as mesmas descritas para o algoritmo genético. Na Figura 41 são mostrados os resultados obtidos, para as simulações da Figura 40.

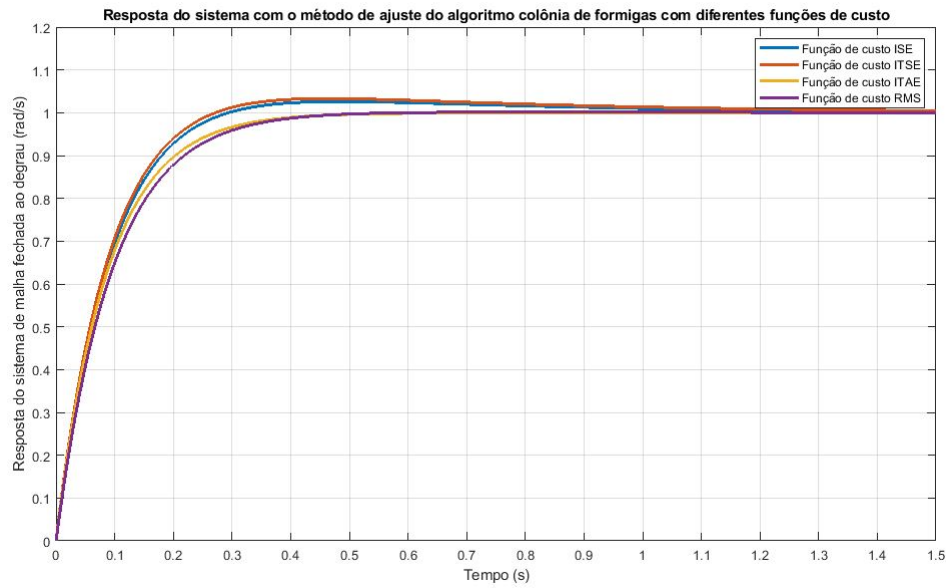


Figura 41 – Respostas ao degrau do algoritmo colônia de formigas para diferentes funções de custo.

Os parâmetros do controlador PID e os valores provenientes da análise do regime transitório, além dos valores do erro das funções de custo, são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Valores dos parâmetros do controlador PID e da resposta ao degrau obtidos através do método de colônia de formigas.

Resultado	K_P	K_I	K_D	$t_r(s)$	$t_s(s)$	$t_p(s)$	$M_p(\%)$	ISE
ACO-ISE	13.5628	1.3294	7.2962	0.17116	0.69199	0.46396	2.602	0.0426
ACO-ITSE	14.8591	2.2215	7.4709	0.16374	0.80657	0.48213	3.303	0.0415
ACO-ITAE	9.0256	1.4253	7.2962	0.19385	0.34635	0.92865	0	0.0441
ACO-RMS	8.6029	1.3036	6.7138	0.20836	0.36327	0.65981	0.017	0.0477

Nesse caso o menor resultado, em termos de ISE, foi a resposta que usa a função de custo ITSE. Sendo que, comparando com o melhor resultado obtido do método que utiliza o algoritmo genético, o resultado fica praticamente igual. A principal diferença está no tempo de acomodação que nesse caso é um pouco maior.

A Figura 42 mostra a evolução do algoritmo colônia de formigas na busca pelos parâmetros do controlador PID , mediante o uso da função de custo ITSE.

Observa-se na Figura 42 que na primeira excursão uma das formigas já converge para um valor ótimo. Sendo que, após isso, a maioria das formigas seguem o mesmo caminho em busca de valores melhores, porém, acabam não encontrando. Chegam até a divergir em certos momentos, o que pode ser observado pelos pontos vermelhos na Figura 42. O melhor valor se mantém o mesmo até que o algoritmo completa o número de 100 excursões.

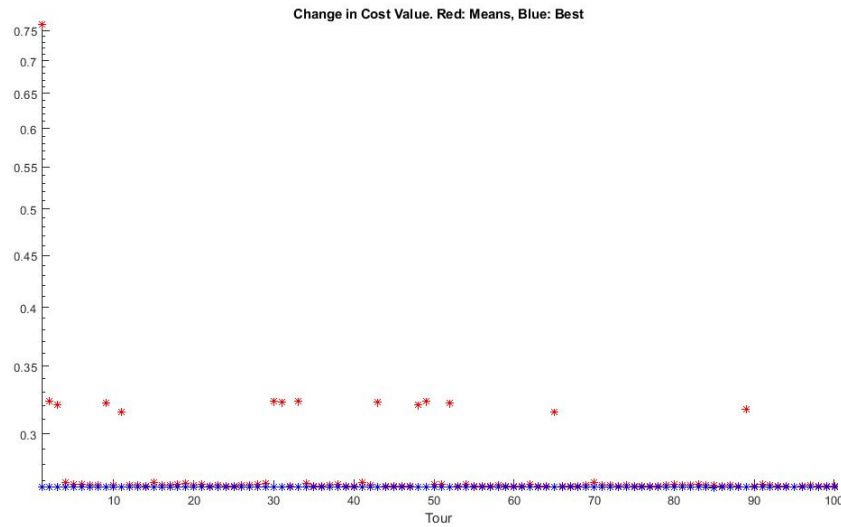


Figura 42 – Evolução do valor de custo do algoritmo colônia de formigas com a função ITSE.

5.7 Comparação entre os métodos de ajuste

Para decidir qual o melhor método implementado, a Figura 43 mostra os melhores resultados obtidos mediante o uso dos cinco métodos apresentados no Capítulo 4. Nota-se na Figura 43 que os resultados dos algoritmos genético e colônia de formigas são praticamente idênticos, pois estão sobrepostos. Para avaliar as diferenças, a Tabela 10 apresenta os parâmetros do controlador PID as características das resposta ao transitório e a magnitude de ISE de cada um dos resultados mostrados na figura 43.

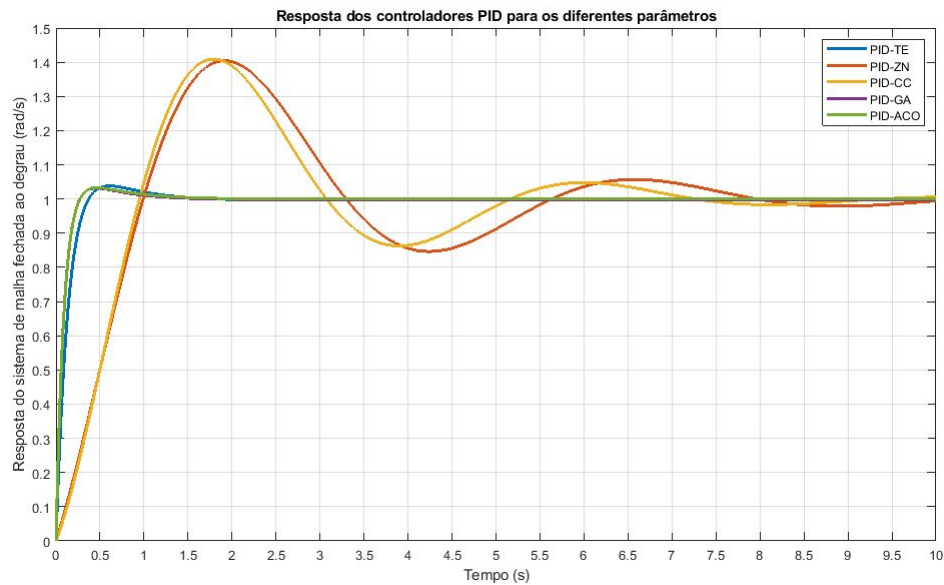


Figura 43 – Respostas dos métodos de ajuste.

Portanto, a partir da tabela 10 verifica-se que em primeiro lugar fica o algoritmo genético, que tem o menor ISE e os melhores valores da análise ao transiente (tempo de

Tabela 10 – Valores dos parâmetros do controlador PID dos métodos de ajuste.

Resultado	K_P	K_I	K_D	$t_r(s)$	$t_s(s)$	$t_p(s)$	$M_p(\%)$	ISE
PID-TE	10	1	5	0.23308	1.0115	0.60428	3.808	0.0610
PID-ZN	1.8189	1.5621	0.5295	0.76841	9.1526	1.9574	40.368	0.5509
PID-CC	2.0736	1.4681	0.4406	0.72496	6.8335	1.8189	40.860	0.5339
PID-GA	15	1.5617	7.5	0.16308	0.75337	0.45453	3.184	0.0413
PID-ACO	14.8591	2.2215	7.4709	0.16374	0.80657	0.46396	3.303	0.0415

subida, tempo de acomodação, tempo de pico, e valor de pico). Em segundo lugar ficou o algoritmo colônia de formigas, por muito pouco não ficou empatado com o algoritmo genético. A principal diferença entre eles está no tempo de acomodação, onde, o algoritmo colônia de formigas teve um atraso de aproximadamente $50ms$ com relação ao algoritmo genético. Outra diferença significativa foi no tempo de pico, onde o atraso foi de aproximadamente $10ms$. No restante dos parâmetros do transitório as diferenças são praticamente insignificantes.

Porém, durante o processo de obtenção dos resultados o algoritmo genético necessitou de menos tempo de execução para realizar a busca o que pode ser resultado da diferença entre os mecanismos de busca e da falta de ajuste nos parâmetros do algoritmo colônia de formigas, pois foram deixados na configuração utilizada pela referência Ünal et al. (2013), sendo eles: a taxa de evaporação de feromônio e quantidade de feromônio das formigas. Para avaliar o efeito desses parâmetros é necessário a realização de mais testes, porém, os resultados obtidos foram satisfatórios.

Também deve ser levado em consideração que a estratégia de seleção, os parâmetros de mutação e cruzamento no algoritmo genético, também não foram alterados, são os mesmos sugeridos pelo MATLAB, apenas as funções de custo de ambos os algoritmos foram alteradas. Portanto, aparentemente, a diferença no tempo de busca dos algoritmos é devido ao mecanismo de busca.

Em terceiro lugar ficou o método de tentativa e erro pois tem um ISE menor que os outros dois métodos. Por fim, em quarto e quinto ficaram Cohen-Coon e Ziegler-Nichols respectivamente. Apesar desses três algoritmos terem ficado nas ultimas posições, auxiliaram na delimitação do espaço de busca. Aumentando as chances dos algoritmos colônia de formigas e genético de obterem um resultado ótimo. Mostrando que o uso dos algoritmos em conjunto é uma forma de obter um resultado ótimo. Além disso, os métodos de Ziegler-Nichols e Cohen-Coon, são os que exigem menos do controlador, pois, resultaram em valores baixos para os parâmetros de PID. Sendo que, para aplicações onde não é exigido uma precisão muito grande no controle de velocidade, esses algoritmos ainda são métodos práticos de se ajustar um controlador. Até mesmo para se ter uma noção da magnitude dos parâmetros do controlador PID.

5.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados das simulações pelas metodologias apresentadas nessa monografia. Da análise pelo critério do ISE, o desempenho dos algoritmos, do melhor ao pior, foi: algoritmo genético, colônia de formigas, tentativa e erro, Ziegler-Nichols e Cohen-Coon.

Os parâmetros do controlador *PID* obtidos pelos métodos algoritmo genético e colônia de formigas são muito próximos, prevalecendo nesse sistema o algoritmo genético. O método de tentativa e erro funciona como um balizador dos demais métodos sendo de particular importância na escolha dos limites de busca dos métodos de algoritmo genético e colônia de formigas. Os métodos de Cohen-Coon e Ziegler-Nichols têm desempenho similar, pois usa aproximações similares.

A conjugação de vários métodos serve como um critério mais ajustável para a escolha de parâmetros dos controladores.

6 Conclusão

Com base nos resultados apresentados nos parâmetros do transitório e nos valores de ISE as inferidas conclusões são:

- O algoritmo com melhor desempenho foi o algoritmo genético apresentando, comparando com os outros métodos, o menor valor para ISE, o menor tempo de subida, o menor tempo de acomodação e a menor porcentagem de sobressinal.
- Em segundo lugar ficou o algoritmo colônia de formigas, entretanto, os valores dos parâmetros e de ISE foram bem próximos dos obtidos para o algoritmo genético. As curvas de resposta ao degrau do sistema otimizado pelo algoritmo genético e pelo do algoritmo colônia de formigas se sobrepõem no gráfico da Figura 43.
- O método de tentativa e erro obteve o terceiro melhor resultado superando os métodos de Ziegler-Nichols, último colocado, e de Cohen-Coon que foi o quarto colocado. O método de tentativa e erro é um método de busca também chamado descida coordenada. Na otimização de sistemas sensíveis a variações de pequena magnitude nos parâmetros do controlador PID e onde não é possível limitar a área de busca dos algoritmos de otimização (tentativa e erro, algoritmos genético e colônia de formigas), muitas vezes, a busca por métodos de otimização deixa de ser uma opção viável. já os métodos de Ziegler-Nichols e Cohen-Coon são métodos de aplicação prática e fácil.

Os resultados são dependentes da planta escolhida, isto é, os resultados apresentados nesse trabalho não são gerais para todos os tipos de máquinas.

Referências

- BENNETT, S. A brief history of automatic control. *IEEE Control Systems Magazine*, IEEE, v. 16, n. 3, p. 17–25, 1996. ISSN 1941-000X. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/506394>>. Citado na página 44.
- BENNETT, S. The past of pid controllers. *IFAC Proceedings Volumes*, v. 33, p. 1–11, 04 2000. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/317148536_The_Past_of_PID_Controllers>. Citado na página 44.
- CHAU, P. *Process Control: A First Course with MATLAB*. 1. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2002. (Cambridge Series in Chemical Engineering). ISBN 0-521-00255-9,9780521002554,0-521-80760-3. Citado 5 vezes nas páginas 21, 23, 24, 27 e 28.
- DUKKIPATI, R. *MATLAB for control system engineers*. Second edition. [S.l.]: New Academic Science Limited, 2014. ISBN 978-1-781830-66-6,9781523118885,1523118881,1781830665. Citado 3 vezes nas páginas 7, 21 e 27.
- IBA, H.; HASEGAWA, Y.; PAUL, T. *Applied Genetic Programming and Machine Learning (Crc Press International Series on Computational Intelligence)*. 1. ed. [S.l.]: CRC Press, 2009. ISBN 1439803692,9781439803691. Citado na página 61.
- JOHNSON, M.; MORADI, M. *PID Control: New Identification and Design Methods*. [S.l.]: Springer, 2005. ISBN 9781852337025. Citado na página 59.
- KIONG, T. et al. *Advances in PID Control*. 1. ed. [S.l.]: Springer-Verlag London, 1999. (Advances in Industrial Control). ISBN 978-1-4471-1219-8,978-1-4471-0861-0. Citado 17 vezes nas páginas 7, 8, 10, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 51, 52, 53, 54, 55, 57, 58 e 59.
- NISE, N. S. *Control Systems Engineering*. [S.l.]: Wiley, 2011. ISBN 9780470646120. Citado 5 vezes nas páginas 21, 22, 24, 26 e 27.
- O'DWYER, A. *Handbook Of Pi And Pid Controller Tuning Rules*. 3. ed. [S.l.]: Imperial College Press, 2009. ISBN 1848162421,9781848162426. Citado na página 59.
- OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 4. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2001. ISBN 9780130432452,0130432458,0130609072,9780130609076. Citado 10 vezes nas páginas 7, 18, 21, 22, 24, 25, 26, 28, 29 e 30.
- PEREIRA, D.; PINTO, J. Genetic algorithm based system identification and pid tuning for optimum adaptive control. p. 801–806, 2005. ISSN 2159-6247. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1511081>>. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 60.
- SAXENA, R.; PAHARIYA, Y.; TIWARY, A. Modeling and simulation of bldc motor using soft computing techniques. *Communication Software and Networks, International Conference on*, v. 0, p. 583–587, 02 2010. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5437734>>. Citado na página 33.

- SUNG, S.; LEE, J.; LEE, I. *Process Identification and PID Control*. 1. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2009. ISBN 0470824107,9780470824108. Citado 4 vezes nas páginas 8, 21, 56 e 57.
- TORRES, W. et al. Mathematical modeling and pid controller parameter tuning in a didactic thermal plant. *IEEE Latin America Transactions*, IEEE, v. 15, n. 7, p. 1250–1256, 2017. ISSN 1548-0992. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7959343>>. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 44.
- TSAI, M. et al. Model construction and verification of a bldc motor using matlab/simulink and fpga control. p. 1797–1802, 2011. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5975884>>. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 66.
- WILAMOWSKI, B.; IRWIN, J. *Fundamentals of Industrial Electronics (The Industrial Electronics Handbook)*. 1. ed. [S.l.]: CRC Press, 2011. ISBN 1439802793,9781439802793. Citado 3 vezes nas páginas 8, 52 e 54.
- WOLFGANG, A. *Practical process control for engineers and technicians*. [S.l.]: Elsevier/Newnes, 2005. (Practical professional books from Elsevier). ISBN 9780750664004,0-7506-6400-2. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 55.
- XIA, C. *PERMANENT MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR DRIVES AND CONTROLS*. [S.l.]: Wiley, 2012. ISBN 9781118188330,9781118188347. Citado 6 vezes nas páginas 7, 32, 36, 39, 40 e 42.
- YEDAMALE, P. Brushless dc (bldc) motor fundamentals. *Microchip Technology Inc*, v. 20, p. 3–15, 2003. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00885a.pdf>>. Citado 7 vezes nas páginas 7, 33, 34, 35, 36, 37 e 38.
- ZHANG, J. et al. Self-organizing genetic algorithm based tuning of pid controllers. *Information Sciences*, Elsevier, v. 179, n. 7, p. 1007–1018, 2009. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0020025508004970>>. Citado na página 60.
- ÅSTRÖM, K.; HÄGGLUND, T. *PID Controllers - Theory, Design, and Tuning*. 2nd edition. ed. [S.l.]: ISA, 1995. ISBN 978-1-61583-599-7,978-0-471-49049-4,1-55617-516-7. Citado 6 vezes nas páginas 7, 8, 25, 48, 49 e 50.
- ÜNAL, M. et al. *Optimization of PID Controllers Using Ant Colony and Genetic Algorithms*. 1. ed. [S.l.]: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013. (Studies in Computational Intelligence 449). ISBN 978-3-642-32899-2,978-3-642-32900-5. Citado 6 vezes nas páginas 8, 62, 63, 64, 74 e 77.